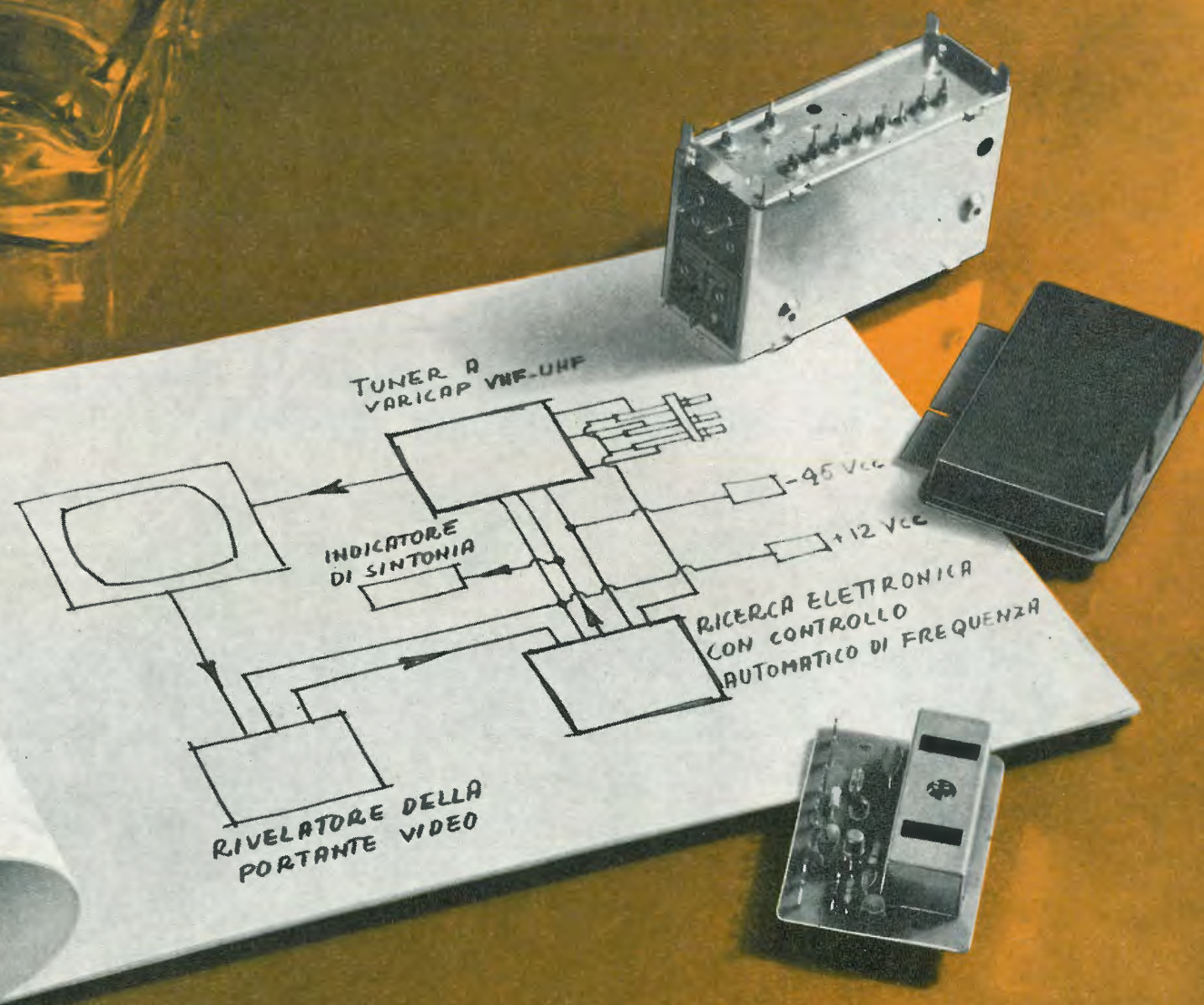
TV
ANNO XLI - 1969 - Abb. Postale - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
10
LIRE 500

dott. ing. Antonio Nicolich

"...E ci pesa la lunga attesa..."

Piccola, cara Ciò Ciò San, scusaci se nel far nostro uno dei tuoi più famosi versetti, ne abbiamo capovolto il significato togliendo il « non ».

La luna ha svolto il mensuale suo giro da quando serbammo nei precordi una timida speranza per la nostra TVc, virtù cardinale giustificata dalle promesse di Pezzi Grossissimi formulate all'inaugurazione delle Mostre ANIE, giustappunto nel mese di settembre.

In questo intervallo temporale, l'annunciata assemblea della C.I.P.E. aveva ravvivato la fiamma del desiderio di colori, che ha conquistato persino i daltonici anche non specifici. Ma l'assemblea terminò senza che fossero state neppure pronunciate le fatidiche sigle « PAL, SECAM ». Delusione profonda, gelo, karakiri generale, senza pagamento delle « royalties » a madama Butterfly per la sua priorità in questo brevetto.

Se ci guardiamo un poco d'attorno, forse troviamo, senza astrusi arzigogoli, una giustificazione all'assenteismo governativo in fatto di TVc. Supponiamo per un istante di essere noi i Capi del Governo (Dio ce ne guardi!), in un'Italia travagliata da violenze inaudite, da contestazioni di marca orientale, dove « libito è licito in sua legge », dove la parola « Autorità » è stata cancellata dal vocabolario, dove ognuno s'impegna con tutte le forze ad aprire squarci nella chiglia di questa povera « nave senza nocchiero, in gran tempesta », dove... (qui è meglio che la piantiamo), quale peso potrebbero avere per noi i preghi drizzatici dagli infatuati della crominanza? Forse che non risponderemmo ai sullodati infolarmati « È mai possibile che siate così... (e qui un qualificativo che distingue un oggetto bipartito) da non capire che abbiamo ben altro da pensare? Che i problemi tremendi di sopravvivenza assorbono energie che vanno molto al di là delle possibilità di noi, poveri esautorati e candidati alla lapidazione? Non aggiungete travaglio a travagli e dateci la mano per soccorrere la nostra Patria, voi che costituite la modestissima minoranza di Italiani, che ancora usano il cervello ».

Allora, niente karakiri di massa per la TVc: conviene serbare quest'ultima come traguardo seducente policrono per un avvenire non poi troppo lontano, pensando che se in paradiso non si piange, in terra si può sorridere e nulla vieta di sorridere alla futura TVc nel cui mare, a rivendicazioni sindacali ottenute, qualcosa si agiterà.

Per ora, raccogliamoci rassegnati nell'orto cristiano, dove Fanuel, deposta l'idria di un tempio pagano, va insegnando la gran virtù di sorridere nel pianto.

Ah! Un momento! Che il sistema di TVc italiano sia PAL! D'accordo? Toh! La lancia si è spezzata.

A.

Alfredo Ferraro

La visione cromatica*

5. - SENSIBILITÀ DELL'OCCHIO E TEORIA DI YOUNG-HELMOLTZ

La radiotecnica ci ha abituati a riguardare i ricevitori di onde elettromagnetiche, come sistemi dotati di circuiti risonanti, suscettibili di essere sintonizzati su questa o su quella frequenza, separata dalle altre, grazie alla selettività di circuiti di accordo.

Verrebbe pertanto spontaneo il pensare che pure l'occhio — essendo un ricevitore di onde di natura elettromagnetica in grado di discernere i colori, legati, come abbiamo visto, a varie lunghezze d'onda (o frequenze) — possa essere dotato di organi risonanti, assegnando all'azione selettiva di detti organi, la responsabilità della visione cromatica. Inoltre, essendo l'occhio in grado, in ogni istante, di apprezzare più colori, esso dovrebbe essere caratterizzato dalla presenza di un vero e proprio sistema di organi risonanti pronti ad accordarsi — per di più, con una velocità sorprendente — su una gamma assai ampia di lunghezze d'onda.

Osservando però la fig. 4*b* (v. «l'antenna» n. 3, marzo 1969) ci si rende subito conto di come l'occhio non possa essere dotato di organi risonanti. Infatti, esso riesce a vedere anche dei colori che non fanno parte delle radiazioni che lo stimolano.

Neppure il fenomeno dei *battimenti*, ben noto ai radiotecnici, può essere chiamato in causa, per confutare questa osservazione, poichè le frequenze di battimento derivano dalla somma o dalla differenza delle frequenze che caratterizzano le oscillazioni che si battono, mentre queste relazioni non sussistono, nel caso della visione cromatica.

Varie teorie sono state formulate sulla percezione del colore da parte dell'occhio, ma nessuna rigorosamente confermata. Anzi, per ogni teoria, accanto alle prove che la convalidano, ne sussistono altre che la infirmano.

(*) segue dal n. 8, agosto 1969 pag. 322.

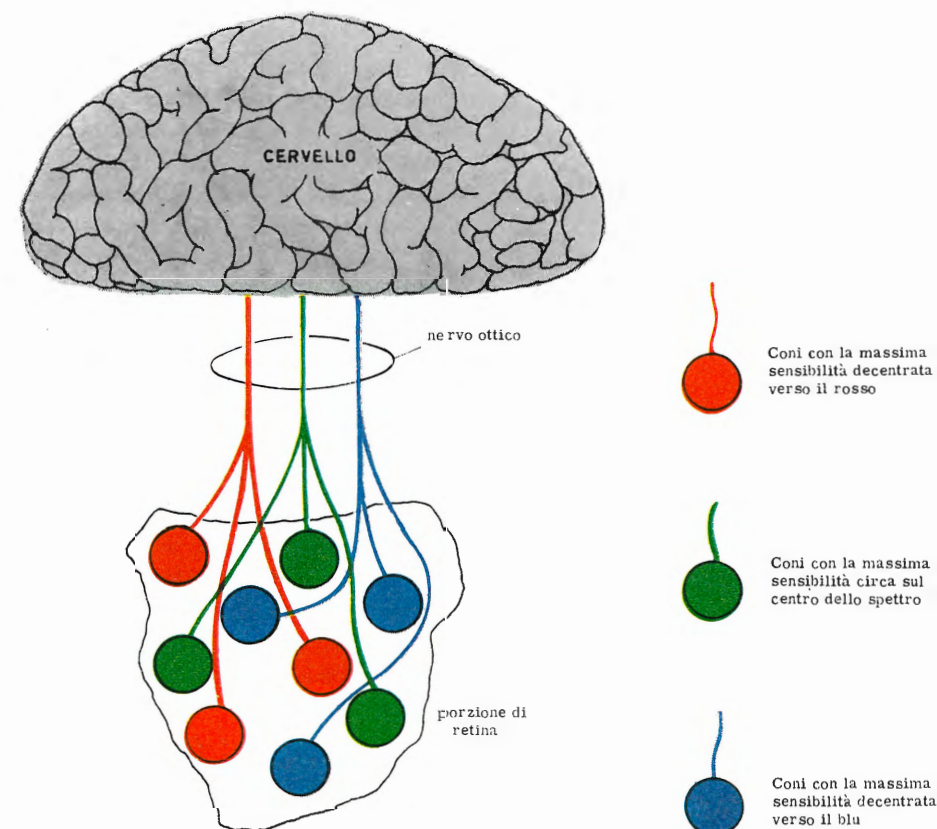



Fig. 5 - Visione cromatica. I coni della rètina, secondo la teoria di Young-Helmoltz, sarebbero suddivisi in tre gruppi di ricettori caratterizzati da differenti curve di sensibilità.

Fra le diverse formulate in merito, la teoria che ha avuto più credito e alla quale si fa generalmente riferimento, è la *teoria di Young-Helmoltz*.

Ritornando all'occhio, tralasciamo di considerare i bastoncelli — che non concorrono alla visione faveale e non sono caratterizzati da sensibilità cromatica apprezzabile — e fissiamo invece la nostra attenzione sui coni. Sebbene i fisiologi non siano riusciti a definire dei caratteri di differenziazione, sperimentalmente si può ritenere che i coni siano di tre tipi diversi. Essi sarebbero tutti sensibili all'intero spettro luminoso, però secondo curve di sensibilità — tracciate in funzione della lunghezza d'onda delle radiazioni ricevute — caratterizzate da andamenti nettamente differenti. La differenza — tuttavia — non riguarderebbe tanto la forma stessa delle curve quanto la mancata coincidenza dei relativi punti di massimo.

Il meccanismo ipotetico del fenomeno è illustrato nelle figg. 5 e 6.

Nella prima, è schematizzata una porzione di rètina, corrispondente a un certo numero di coni. Un terzo di detti coni, appartenenti al primo gruppo (colorato in rosso in figura), fa capo al cervello tramite fibre nervose (colorate pure in rosso). Un secondo gruppo di coni, anch'esso pari a un terzo della consistenza totale, è colorato in verde e verdi sono le relative fibre nervose, che lo collegano al cervello. Infine, un ultimo gruppo, analogo ai precedenti, è colorato in blu, come blu sono le fibre che fanno capo al cervello partendo dai relativi coni.

Il lettore — senz'altro — comprenderà come il nostro esempio, limitato a un numero assai ristretto di coni, sia estensibile a tutta la superficie retinica comprendente, come abbiamo detto, coni a collegamento comune — come quelli della figura — e coni a collegamento preferenziale.

In fig. 5 i coni sono disegnati distanziati gli uni dagli altri, per maggiore evidenza, mentre essi sono — in realtà — contigui fra di loro. Passando alla fig. 6, questa va analizzata con particolare attenzione, in quanto riguarda la sensibilità dell'occhio allo spettro luminoso. L'argomento è importante, non soltanto perchè l'occhio umano è differentemente sensibile alle varie lunghezze d'onda dello spettro, ma anche perché ci consente — in via indiretta — di spiegare il meccanismo della visione cromatica.

La curva tracciata in nero è la *curva di sensibilità dell'occhio umano*.

Sull'asse orizzontale, sono riportate le lunghezze d'onda in nanometri, mentre verticalmente — a sinistra — abbiamo una scala arbitraria, graduata da zero a uno. La massima sensibilità, l'occhio la presenta in corrispondenza della lunghezza d'onda di 555 nm. Convenzionalmente, si fa corrispondere questo punto al valore: $\bar{y} = 1$, sulla scala di sinistra.

Se si dispongono in fila molte lampade, irradianti tutte la stessa potenza ma caratterizzate da luci di colori tutti differenti, quella di 555 nm o che più si avvicina a tale lunghezza d'onda, sarà quella che apparirà più luminosa, ossia, che emetterà più luce. Se fra le lampade in argomento ve ne fossero alcune che irradiassero esclusivamente raggi infrarossi o ultravioletti, esse apparirebbero addirittura spente.

Ai fini pratici, la sensibilità dell'occhio può essere ritenuta utile soltanto entro l'intervallo di $420 \div 700$ nm.

In fig. 6, il punto P_1 corrisponde — come sappiamo — alla massima sensibilità, coincidente con la lunghezza d'onda di 555 nm (verde giallastro). Sperimentalmente si dimostra che, su tale lunghezza d'onda, una lampada che irradi la potenza di 1 W, fornisce l'intensità luminosa di 54 cd. Si dirà allora che una lampada di luce verde giallastra (555nm) irradia 54 cd/W (*candele per watt*)(1).

Noi preferiamo le unità razionali e parliamo di candele. Chi usa unità irrazionali, impiegherà il lumen e dirà che la lampada di cui sopra irradia 665 lm/W (*lumen per watt*).

Facciamo qualche altro esempio. Si consideri in figura il punto P_2, corrispondente alla lunghezza d'onda di 500 nm (verde). Una lampada di tale colore irradia 17 cd/W; per essa si ha $\bar{y} = 0{,}32$. Ciò significa che — a parità di potenza emessa — essa è caratterizzata da una intensità luminosa che è solo del 32%, rispetto a quella di una lampada che emetta su 555 nm.

Consideriamo ora il punto P_3, relativo alla lunghezza d'onda di 660 nm (luce rossa). Per esso si ha $\bar{y} = 0{,}06$, ossia, una lampada di tale colore irradia una intensità luminosa, la quale non è che il 6%, rispetto all'intensità luminosa di una lampada verde giallastra di 555 nm.

La curva indicata in figura, su cui cadono tutti i punti P, relativi alle varie lunghezze d'onda, è appunto la curva di sensibilità dell'occhio umano.

Il rilevamento di una curva del genere non è semplice, sia per la difficoltà di confrontare fra di loro luminanze caratterizzate da differenti colori, sia perchè tali apprezzamenti da parte dell'individuo sono legati a molti fattori di carattere soggettivo. Non solo tali fattori variano da individuo a individuo ma, anche per uno stesso individuo, variano da istante a istante, subordinatamente a condizioni ambientali, di assuefazione di affaticamento, ecc.

Per questo motivo, la curva in nero di fig. 6 è stata rilevata con la massima cura dalla C.I.E. (*Commission Internationale de l'Eclairage*), operando statisticamente con un numero tanto grande di osservatori, in condizioni diverse, facendo inoltre

(1) Si osservi che si fa riferimento alla potenza irradiata dalla lampada, e non alla potenza di alimentazione.

la media dei dati rilevati, in modo che essa può essere considerata accettabile con riferimento alla maggior parte degli individui normali. La curva in argomento ha, pertanto, valore legale e fa fede in ogni caso.

La grandezza $\bar{y}$ (2) si chiama *sensibilità convenzionale* e varia, a seconda della lunghezza d'onda, da zero a uno.

Essa definisce, come abbiamo visto, l'intensità luminosa emessa da una lampada di un colore qualsiasi, rispetto a una lampada di pari potenza ed emittente una luce verde giallastra di 555 nm.

Ponendo $K = 54$ cd/W, in corrispondenza di ogni lunghezza d'onda è definibile il prodotto $\bar{y}K$, chiamato *fattore di visibilità*.

Per agevolare il calcolo del fattore di visibilità alle varie lunghezze d'onda, riportiamo la tabella, in cui sono tabulati i valori della sensibilità convenzionale alle varie lunghezze d'onda dello spettro visibile, con una discontinuità di 5 nm.

In particolare, il fattore di visibilità coincidente con K, alla lunghezza d'onda di 555 nm: infatti, in corrispondenza di tale lunghezza d'onda, la sensibilità convenzionale è $\bar{y} = 1$.

Per tutte le altre lunghezze d'onda, per le quali la sensibilità convenzionale è sempre minore dell'unità, si ha un fattore di visibilità minore di K che, pertanto, esprime il valore massimo di detto fattore.

Nella tabella, anziché scrivere semplicemente $\bar{y}$, abbiamo scritto $\bar{y}$ (λ), in quanto tale notazione è più precisa, essendo $\bar{y}$ non un valore fisso, ma una funzione della lunghezza d'onda λ. Noi, tuttavia usiamo il simbolo $\bar{y}$, per semplicità.

Si osservi che il fatto per cui, in corrispondenza di 555 nm è $\bar{y} = 1{,}0002$ e non 1, non deve preoccupare. La lieve differenza, dovuta a successive correzioni, non ha importanza pratica, almeno per quanto ci riguarda.

Il fattore di visibilità viene anche chiamato *intensità luminosa relativa*, trattandosi di un fattore specifico, riferito alla potenza raggiante espressa in watt. Moltiplicando l'intensità luminosa relativa per il numero dei watt, si ottiene l'*intensità luminosa concreta* (o *assoluta*).

(2) Usiamo il simbolo $\bar{y}$ in quanto impiegato dai diversi autori, sebbene nella nostra esposizione elementare non sussistano ambiguità.

Sensibilità convenzionale $\bar{y}$ (λ)

λ[nm]	$\bar{y}$ (λ)	λ[nm]	$\bar{y}$ (λ)	λ[nm]	$\bar{y}$ (λ)
380	0,000 0	510	0,503 0	640	0,175 0
385	0,000 1	515	0,608 2	645	0,138 2
390	0,000 1	520	0,710 0	650	0,107 0
395	0,000 2	525	0,793 2	655	0,081 6
400	0,000 4	530	0.862 0	660	0,061 0
405	0,000 6	535	0,914 9	665	0,044 6
410	0,001 2	540	0,954 0	670	0,032 0
415	0,002 2	545	0,980 2	675	0,023 2
420	0,004 0	550	0,995 0	680	0,017 0
425	0,007 3	555	1,000 2	685	0,011 9
430	0,011 6	560	0,995 0	690	0,008 2
435	0,016 8	565	0,978 6	695	0,005 7
440	0,023 0	570	0,952 0	700	0,004 1
445	0,029 8	575	0,915 4	705	0,002 9
450	0,038 0	580	0,870 0	710	0,002 1
455	0,048 0	585	0,816 3	715	0,001 5
460	0,060 0	590	0,757 0	720	0,001 0
465	0,073 9	595	0,694 9	725	0,000 7
470	0,091 0	600	0,631 0	730	0,000 5
475	0,112 6	605	0,566 8	735	0,000 4
480	0,139 0	610	0,503 0	740	0,000 3
485	0,169 3	615	0,441 2	745	0,000 2
490	0,208 0	620	0,381 0	750	0,000 1
495	0,258 6	625	0,321 0	755	0,000 1
500	0,323 0	630	0,265 0	760	0,000 1
505	0,407 3	635	0,217 0	765	0,000 0

Il valore di K, citato dai diversi autori, non sempre coincide con quello da noi riportato. Infatti, si possono incontrare valori compresi fra 49,6 cd/W e 54,7 cd/W, ossia, in unità irrazionali, fra 621 lm/W e 688 lm/W.

In fig. 6, oltre alla curva di sensibilità della C.I.E. — di cui abbiamo già detto — sono presenti altre tre curve, colorate rispettivamente in rosso, verde e blu. Esse sono *ipotetiche* e costituiscono una terna di curve che « potrebbero » rappresentare le *sensibilità parziali*, relative ai tre gruppi di coni (ricettori retinici) di cui alla fig. 5, nel caso in cui la teoria di Young-Helmoltz non fosse soltanto ipotetica.

Poiché la sensibilità dell'occhio — definita dalla curva tracciata in nero — è determinata dall'intervento di tutti i coni, indipendentemente dal loro gruppo di appartenenza, è evidente come, sommando i tre valori definiti dalle curve in argomento per ogni lunghezza d'onda, si ottenga come risultante, la curva generica di sensibilità della C.I.E.

Come abbiamo detto, la teoria di Young-Helmoltz è frutto di supposizioni, sia pure avallate da confortanti dati sperimentali. Ma anche se avessimo la certezza della sua veridicità, il rilevamento delle curve parziali di fig. 6 sarebbe ben problematico, a causa del mascheramento dovuto ai ricettori retinici non pertinenti a ciascuna di esse. È quindi indispensabile che il lettore tenga presente il carattere indeterminato delle stesse, mentre è possibile rilevare curve a carattere relativo (ossia, riferite a una ben definita terna di colori primari), tali da dare buon affidamento sul piano pratico.

Esse vengono denominate *curve di miscelazione* (o *di mescolanza*) e sono molto importanti in colorimetria.

Quando tutti e tre i ricettori retinici vengono eccitati con la stessa intensità, è allora che — sempre per supposizione — si ritiene che l'individuo provi una *sensazione neutra* o *incolore* o *acromatica*. Essa è chiamata correntemente *bianca* sebbene tale denominazione, a rigore, implichi l'esistenza di un riferimento — sia pure convenzionale — di massima luminanza.

6. - ESEMPI DI SENSAZIONE NEUTRA

Analizziamo ora meglio l'essenza delle tre curve di sensibilità parziale.

Come primo esempio di sensazione neutra, si consideri la coppia di radiazioni coesistenti, indicate in fig. 6 con A e B: un rosso e un ciano, rispettivamente. Il colore A sollecita i tre gruppi ricettori con i valori di 6,8 cd/W (curva rossa), 3,7 cd/W (curva verde) e 0,5 cd/W (curva blu).

Il colore B, invece, sollecita rispettivamente i tre ricettori con valori di 1,2 cd/W (curva rossa), 4,3 cd/W (curva verde) e 7,5 cd/W (curva blu).

Lo stimolo risultante in candele per watt, che sollecita i coni con la massima sensibilità spostata verso le maggiori lunghezze d'onda (rosso) è, pertanto, dato dalla somma $6{,}8 + 1{,}2$ il cui risultato va diviso per due, in quanto le componenti sono due, con una potenza raggiante ammessa di 1W ciascuna (media aritmetica). Il risultato è così di 4 cd/W. Analogamente si ha, per la curva verde, $(3{,}7 + 4{,}3)/2 = 4$ cd/W e, per la curva blu, $(0{,}5 + 7{,}5)/2 = 4$ cd/W. È evidente che, *essendo i risultati delle tre medie uguali, i tre stimoli saranno equilibrati sui tre gruppi di coni*: la visione — derivante dalla combinazione additiva della coppia di radiazioni A e B — sarà pertanto *neutra* o *acromatica*.

Il caso considerato corrisponde al numero minimo (due) di componenti che possono concorrere a formare luce bianca (*colori complementari*).

Si consideri ora l'arancio rossastro C, il verde D e il blu E. Con ragionamento analogo a quello effettuato per i due colori A e B, leggendo i valori staccati sulle tre curve (dividendo questa volta per 3 anziché per 2, in quanto la media è riferita appunto a tre componenti) si ha, per la curva rossa: $(20 + 7{,}5 + 0{,}5)/3 = 28/3 = 9{,}3$ cd/W. Per le curve verde e blu, si ha, invece: $(9{,}2 + 16{,}8 + 2)/3 = 9{,}3$ cd/W e $(1 + 23 + 4)/3 = 28/3 = 9{,}3$ cd/W. Anche in questo esempio, tutti e tre i risultati sono uguali fra di loro, per cui ci troviamo ancora di fronte a una uniforme distribuzione di stimoli sui tre gruppi ricettori: la visione corrispondente sarà pertanto ancora *neutra* o *incolore*. Si tratta — questa volta — di tre *colori primari*.

Si osservi che la combinazione $A + B$ porta all'intensità luminosa (3) relativa di 12 cd/W, mentre la combinazione $C + D + E$ porta all'intensità relativa di 28 cd/W(4). Non bisogna con ciò pensare che, miscelando due colori A e B, non sia possibile ottenere la stessa intensità luminosa ottenibile miscelando tre colori C, D ed E. Infatti, dosando opportunamente le varie componenti, è possibile in ogni caso, ottenere l'intensità desiderata(5).

La luce risultante sarà sempre incolore, purché vengano mantenuti i giusti rapporti. Moltiplicando per 7W le intensità relative alle componenti A e B, si ottiene l'intensità (non più relativa) di 84 cd. Lo stesso risultato viene conseguito moltiplicando per 3 W le intensità relative delle componenti C, D ed E, essendo $28 \times 3 = 84$ cd.

L'occhio vedrebbe — in corrispondenza dei due casi — due bianchi perfettamente identici anche in luminanza, e non sarebbe assolutamente in grado di giudicare quale dei due è dato da $A + B$ e quale da $C + D + E$.

È interessante osservare che, concorrendo A con $6{,}8 + 3{,}7 + 0{,}5 = 11$ cd/W, e B con $1{,}2 + 4{,}3 + 7{,}5 = 13$ cd/W, le 84 cd di cui sopra sono date dalla media $(11 + 13)/2 = 12$ cd/W, moltiplicata per 7 W, da cui le 84 cd in argomento.

(3) Possiamo parlare di « intensità luminosa » in quanto usiamo unità razionali, altrimenti dovremmo parlare di « potenza luminosa» o di « flusso luminoso », salvo moltiplicare per 4 π.

(4) Calcolando l'intensità relativa, si tenga presente che la miscela di radiazioni A e B sollecita due volte ciascun gruppo di ricettori, con un totale di $2 \times 3 = 6$ stimoli, mentre alla terna C, D ed E corrispondono $3 \times 3 = 9$ stimoli.

(5) « Luminanza » se si fa riferimento alla superficie emittente (sempre in unità razionali).

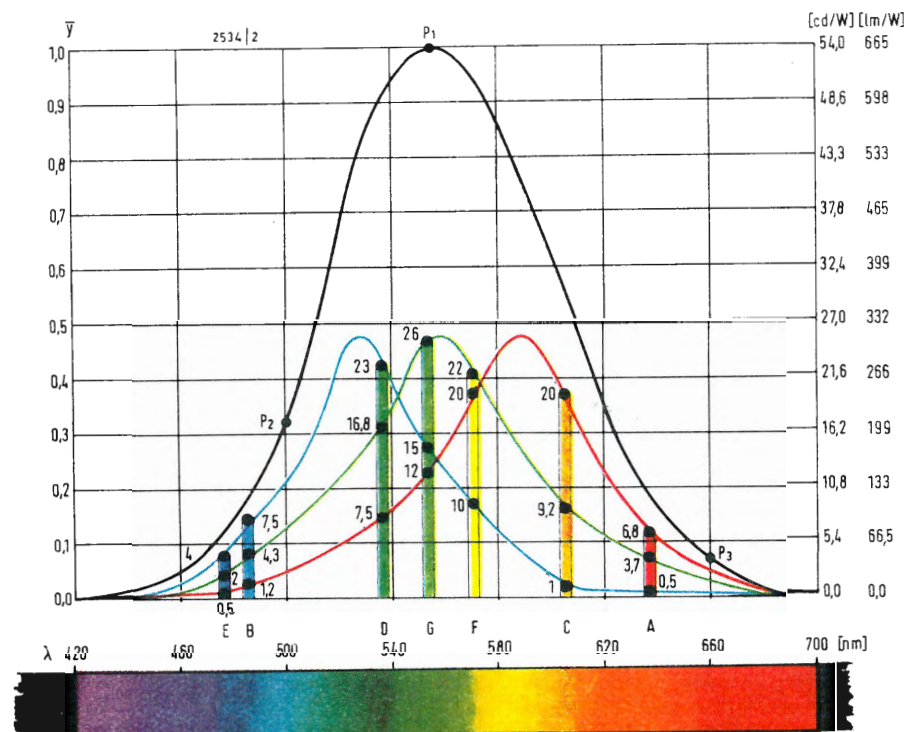



Fig. 6 - Meccanismo presunto della visione cromatica, secondo la teoria di Young-Helmoltz. Curva della C.I.E., relativa alla sensibilità cromatica dell'occhio umano (nera) e curve ipotetiche parziali (rossa, verde, e blu), relative alla sensibilità dei tre gruppi di ricettori retinici. La somma delle curve parziali dà - come risultante - la curva della C.I.E.

Analogamente, per i colori C,D ed E che concorrono rispettivamente con 30,2 cd/W (20 + 9,2 + 1), con 47,3 cd/W (7,5 + 16,8 + 23) e con 6,5 cd/W (0,5 + + 2 + 4).
Infatti, dalla media (30,2 + 47, 3 + 6,5)/3 = 28 cd/W, moltiplicando per 3 si hanno le 84 cd di intensità luminosa risultante.
Ovviamente, le componenti possono anche essere più di tre o addirittura infinite (caso dello spettro continuo).
Abbiamo pertanto dimostrato —sia pure empiricamente, partendo da presupposti ipotetici — come l'occhio non sia in grado di giudicare quale è la composizione che porta a una determinata sensazione.
In altre parole, l'occhio umano non può assolutamente distinguere una sensazione determinata da un solo stimolo, da una sensazione risultante da più stimoli.
Pertanto, il nostro organo visivo è indubbiamente privo di elementi risonanti, ovvero selezionatori, capaci di conferirgli la facoltà di poter analizzare la composizione degli stimoli che lo colpiscono.

7. - ESEMPI DI SENSAZIONE CROMATICA

Consideriamo, sempre con riferimento alla fig. 6, la radiazione gialla F. Si tratta — evidentemente — di una radiazione che, stimolando i tre gruppi ricettori, rispettivamente con 20 cd/W (curva rossa), 22 cd/W (curva verde) e con 10 cd/W (curva blu), è caratterizzata da una intensità luminosa relativa di 20 + 22 + 10 = 52 cd/W. Che la sensazione sia questa volta cromatica e non neutra è evidente, se si considera che essa è dovuta a una sola radiazione, di lunghezza d'onda ben definita, anche se noi non la menzioniamo, in quanto stiamo procedendo su un piano puramente ipotetico.
Si consideri ora la coppia di radiazioni C e G.
Già sappiamo che la radiazione C è caratterizzata da 30,2 cd/W, mentre la radiazione G è caratterizzata da 12 + 26 + 15 = 53 cd/W.
Si pensi ora di mescolare i due colori C e G. Il colore risultante sarà caratterizzato dalle intensità luminose relative parziali di: (20 + 12)/2 = 16 cd/W (curva rossa), (9,2 + 26)/2 = 17,6 cd/W (curva verde) e (1 + 15)/2 = 8 cd/W (curva blu), pari all'intensità relativa risultante di 41,6 cd/W.
La visione risultante sarà cromatica, in quanto i risultati sono tutti e tre differenti l'uno dall'altro: di conseguenza, i tre gruppi ricettori non saranno equilibratamente eccitati e—pertanto—la visione incolore deve essere assolutamente esclusa.
Ma a che tinta corrisponderà questa visione cromatica? Per rispondere alla domanda, si effettuino i rapporti a due a due dei valori corrispondenti al colore F e dei valori corrispondenti alla miscela cromatica $C + G$, considerando prima la curva rossa, poi quella verde e — infine — quella blu.
Detti rapporti consentono di ricavare i risultati seguenti:

$$\frac{20\,(F)}{20\,(C) + 12\,(G)} = 0{,}625; \quad \frac{22\,(F)}{9{,}2\,(C) + 26\,(G)} = 0{,}625; \quad \frac{10\,(F)}{1\,(C) + 15\,(G)} = 0{,}625$$

La coincidenza dei quozienti ci dice che la radiazione semplice F e la miscela $C + G$ distribuiscono in uguali rapporti gli stimoli sui tre gruppi di coni: la sensazione cromatica sarà identica nei due casi, a parte la minore intensità luminosa relativa di $C + G$, rispetto a F.
Considerando infatti che l'intensità luminosa relativa di F è di 52 cd/W e quella di $C + G$ di 41,6 cd/W, sarà sufficiente adottare per F una potenza 52/41,6 = 1,25 volte minore, affinchè l'osservatore non riesca assolutamente a distinguere F dalla miscela $C + G$.
Il fatto che la miscela C + G debba concorrere con una potenza maggiore di F non deve stupire, in quanto il risultato è legato alla media, abbassata dal valore relativamente modesto di 30,2 cd/W, corrispondente alla componente C, pur essendo G di 53 cd/W.
In definitiva, quando le eccitazioni si distribuiscono con entità differenti sui tre ricettori — in modo che i relativi gruppi siano caratterizzati da eccitazioni non equilibrate — la sensazione risulterà cromatica e l'individuo « vedrà colorato ».
Poichè la visione neutra è dovuta all'equilibrio concernente tutti e tre i gruppi ricettori, la visione sarà cromatica anche se due di essi sono ancora egualmente eccitati, essendo differente lo stimolo relativo al terzo.

8. - SENSAZIONI OGGETTIVE E SENSAZIONI SOGGETTIVE

La sensazione cromatica può essere *oggettiva* o *soggettiva*.
È oggettiva quella che è legata allo stimolo determinato da una radiazione monocromatica, per esempio, quella dovuta alla radiazione gialla F.
È invece soggettiva quella sensazione che è determinata dalla combinazione di più sensazioni coesistenti, per esempio, delle due radiazioni C e G (di cui sempre al nostro esempio citato), la concomitanza delle quali porta a una sensazione differente da quelle corrispondenti a ciascuna radiazione, presa singolarmente.
Il concetto di sensazione oggettiva e sensazione soggettiva viene esteso pure alla visione neutra o incolore. Infatti, si chiama *bianco oggettivo*, quello dovuto alla presenza di tutti i colori che compongono lo spettro, per esempio, il bianco della luce solare.
È invece un *bianco soggettivo*, quello determinato da un numero discreto di radiazioni componenti e, in particolare, quello dovuto a tre colori primari o a due colori complementari. A

La Plessey presenta un nuovo semiconduttore. Sbalorditivo potenziale di "elettricità perpetua"

Un nuovo importante materiale superconduttore (Super Magloy), che può rivoluzionare la tecnologia dei magneti di grande potenza, è stato fabbricato dal gruppo componenti della Plessey.
Il nuovo materiale è una miscela di niobio e stagno avente prestazioni più elevate di qualsiasi altro materiale che si possa prevedere disponibile nel prossimo futuro.
In comune con qualche altro materiale, il Super Magloy ha la proprietà di perdere completamente la resistenza elettrica e perciò di raggiungere uno stato di superconduttività quando la temperatura è di pochi gradi sopra lo zero assoluto. In questa condizione, una corrente elettrica fatta circolare in un anello chiuso del metallo vi persisterà indefinitamente, senza alcuna alimentazione. Tale fenomeno permette di realizzare magneti di enorme potenza non più grandi di una noce di cocco, e permette di fabbricare un motore superconduttore di 8000 HP al prezzo pari ai 2/5 di quello di un motore convenzionale, pesante 40 tonnellate invece di 350.
Un centro di ricerche di fisica atomica può consumare per i suoi normali magneti tanta elettricità quanta ne consuma una città di mezzo milione di abitanti, ora quasi tutta questa energia potrebbe essere risparmiata usando i superconduttori.
La maggior parte dei superconduttori perde la proprietà caratteristica di questi, se posta in forti campi magnetici, ma il Super Magloy la conserva in campi di intensità quasi doppia di quelle ammissibili per altri materiali. Infine, il superconduttore Plessey può lavorare a temperature molto più alte degli altri materiali.

Franco Soresini

Introduzione alla telegestione

PREMESSA

Il connubio fra la tecnica delle telecomunicazioni e quella degli elaboratori elettronici ha determinato il prestigioso campo applicativo della telegestione, applicazione che va diffondendosi sempre più per le enormi possibilità che offre agli utenti degli elaboratori elettronici.
Presentiamo ai lettori una breve ma chiara visione panoramica dell'argomento, nell'intento di polarizzare l'attenzione su questi nuovissimi problemi della tecnica elettronica al servizio dell'informazione.

1. - GENERALITA'

1.1. - La gestione classica

Gli elaboratori elettronici offrono la possibilità di concentrare in un sol punto le informazioni relative alla totalità di una azienda e, quindi, di trattarle in maniera omogenea per ottenere una gestione efficiente, rapida ed economica.
Questa organizzazione centralizzata conduce alla necessità della raccolta dei dati e della diffusione dei risultati: il problema è perciò quello di trasmettere al centro di gestione, nel lasso di tempo il più breve possibile e con la maggiore garanzia di sicurezza, le informazioni prodotte dai posti di lavoro dislocati in più sedi periferiche e, successivamente, di trasmettere dal centro verso i posti periferici i risultati elaborati dall'elaboratore, cioè la risposta ai quesiti proposti.
Per risolvere questi problemi, si è dapprima sfruttata la possibilità di fornire le informazioni all'elaboratore centrale attuando il trasporto di supporti materiali sui quali tali informazioni erano registrate: in tale caso il centro di elaborazione riceve o i documenti base giustificativi da tradurre in schede o bande perforate, oppure i supporti già registrati e derivati dai documenti base, quali schede o bande perforate.
Un primo miglioramento del metodo è stato conseguito con la emissione ai posti periferici di documenti base leggibili a vista come qualsiasi documento scritto e, nel contempo, direttamente utilizzabili dall'elaboratore, imprimendovi i dati con caratteri magnetici.
I suaccennati metodi presentano l'inconveniente di introdurre ritardi determinati dalla necessità di trasportare fisicamente — per posta — dalla periferia al centro: o i documenti scritti originali da convertire in schede o bande, o le schede, o le bande già perforate, o i documenti magnetici; nonché di trasportare dal centro alla periferia i documenti con i risultati.
Ne conseguiva, con tale metodo, che le decisioni determinate dall'elaboratore erano conosciute con ritardo spesso notevole e, quindi, un sistema siffatto non permetteva di sfruttare, da parte degli utenti, la rapidità esecutiva dell'elaboratore stesso, rapidità dovuta non solamente all'impiego di circuiti elettronici veloci ma anche all'uso di memorie a grande capacità ed a rapido accesso, capaci di fornire in un tempo piccolissimo una qualsiasi informazione ad esse affidata.

1.2. - La telegestione

L'immediatezza dell'invio delle informazioni da ed a elaboratore può essere conseguita trasmettendo direttamente le informazioni, debitamente codificate, per mezzo di una rete di trasmissione telegrafica o telefonica congiungente i posti periferici con un posto centrale.
Si ottiene così lo sfruttamento immediato delle informazioni e la emissione diretta dei risultati verso i posti periferici.
Questo procedimento presenta numerosi vantaggi:
la soppressione dei supporti intermedi di entrata (schede e bande perforate);
il collegamento diretto dell'utente con l'elaboratore centrale che egli può consultare e dal quale può ottenere un servizio immediato, ciò che sopprime le procedure intermedie e permette di concretare nuove strutture amministrative;
la simultanea utilizzazione delle notevoli capacità dell'elaboratore da parte di più utenti mediante una appropriata organizzazione del trattamento delle informazioni;
visione sintetica dell'andamento di una impresa da parte degli organismi competenti che hanno, pertanto, la possibilità di trarre decisioni immediate e coerenti.
Le applicazioni di questo metodo, definito TELEGESTIONE, interessano molteplici attività.
Esse facilitano la realizzazione di sistemi amministrativi semplificati presso tutti i tipi di aziende a gestione

Fig. 1

centralizzata, quali: banche, attività commerciali con sedi di vendita, attività produttive industriali con diversi magazzini, imprese di pubblico servizio e di distribuzione ad utenti, ecc.
Esse interessano pure il campo delle applicazioni scientifiche nel quale gli utilizzatori specializzati in differenti settori applicativi possono avere a disposizione un potente elaboratore.
Con un breve passo si giunge al sistema « TIME SHARING » con il quale un grande elaboratore centralizzato viene posto a disposizione contemporanea di più utenti individuali ed indipendenti, ossia non facenti parte di un'unica azienda ma soltanto abbonati a tal genere di prestazione (1).

2. - I DUE METODI DI TELEGESTIONE

La telegestione (in inglese teleprocessing), è il risultato di una organizzazione nella quale un elaboratore centrale è collegato per mezzo di una rete telegrafica o telefonica a dei posti periferici di utilizzazione.
Possono essere attuati due metodi di organizzazione.
Ciascun posto periferico terminale è posto periodicamente, e secondo un piano prestabilito, in collegamento con l'elaboratore centrale.
Le informazioni trasmesse in un senso o nell'altro raggruppano i dati od i risultati elaborati dopo la interconnessione precedente: in questo caso la telegestione è definita *raggruppata*.
Ciascun posto periferico terminale può essere connesso all'elaboratore centrale sia in permanenza, sia a cadenza variabile, allorchè uno scambio di informazioni risulta necessario: in questo caso la telegestione è definita *istantanea*.

2.1. - La telegestione raggruppata

Lo schema di figura 1 illustra le successive fasi di utilizzo relative all'elaboratore centrale ed un posto periferico terminale.
Nel tempo T1, il posto periferico accumula i dati da trasmettere mentre nello stesso lasso di tempo, l'elaboratore centrale elabora i risultati relativi al fatto di dati trasmessigli nel periodo precedente.
Nel tempo T2, un ordine di scambio è trasmesso sulla linea per mettere l'elaboratore centrale ed il posto periferico in condizioni di assicurare la trasmissione; questa è la fase di sincronizzazione.
Nel tempo T3, i dati ed i risultati accumulati sono trasmessi sulla rete di telecomunicazione alla velocità massima consentita dalle caratteristiche della linea.
Nel tempo T4, l'elaboratore centrale e l'elemento periferico vengono sconnessi e la linea rimane liberata.

Fig. 2

(1) Parleremo di questa applicazione in un successivo articolo.

Il ciclo si ripete secondo lo schema (tempo T5).
Un tale sistema necessita di mezzi di registrazione che permettano di accumulare i dati per un lasso di tempo corrispondente al periodo di trasmissione.
Il trattamento al posto centrale sarà attuato secondo le modalità del trattamento classico differito, intervenendo sui lotti di informazioni in modo da ridurre il lasso di tempo fra l'emissione dei dati e la comunicazione dei risultati.
Si cercherà inoltre di sfruttare al massimo le possibilità dell'elaboratore e la velocità di trasmissione delle reti di trasmissione.
Riguardo al primo punto si potranno trasmettere le informazioni in un medesimo senso a più riprese in modo da raccogliere nella memoria più lotti di dati prima di intraprendere il trattamento, ciò che risulta conseguibile grazie alla grande capacità di memorizzazione della unità centrale dell'elaboratore.
Riguardo al secondo punto si sceglierà una via di trasmissione differente a seconda della massa di dati da trasmettere. È infatti possibile prevedere diversi tipi di collegamento fra posti centrali e posti periferici, come più sotto indicato.
1) - I collegamenti a *stella* sono dei collegamenti ON-LINE (in linea), vale a dire connettenti direttamente il posto periferico con quello centrale, nei quali ciascun posto di lavoro viene collegato indipendentemente a quello centrale con una linea; i collegamenti possono dunque stabilirsi simultaneamente.
Una scelta siffatta sarà soddisfacente se la massa dei dati per ciascuna linea lo giustifichi.
2) - I collegamenti *in serie* ON-LINE utilizzano, per comunicare con il posto di elaborazione centrale, una sola linea di trasmissione sulla quale è raccordato un insieme di posti periferici dislocati in A, B, C...
Nel primo tipo di collegamento, i posti periferici sono caratterizzati da un numero di chiamata.
Ciascun posto periferico possiede i propri circuiti di decodifica, mediante i quali riconosce se la chiamata sulla linea è ad esso destinata e stabilisce, nel caso opportuno, il collegamento con la centrale di elaborazione.
Nel secondo tipo di collegamento, l'accesso alle linee dei posti periferici si ottiene per « spazzolamento » sequenziale: ciascun posto terminale possiede la propria linea, come nel caso di una classica rete di abbonati.
L'invio di una chiamata provoca lo spazzolamento delle differenti linee e la connessione della linea centrale con la linea periferica desiderata.
Questa selezione è assicurata per mez-

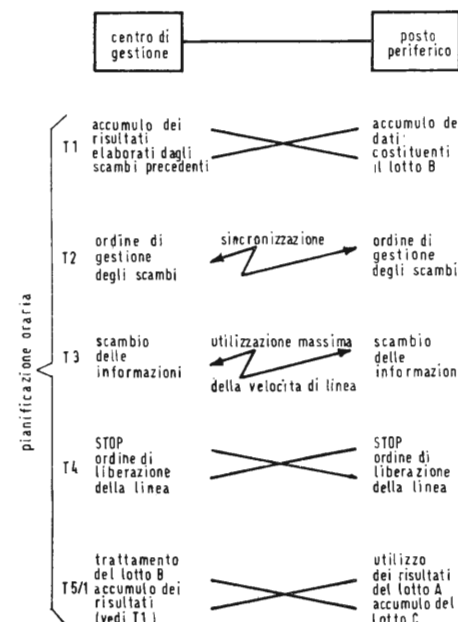
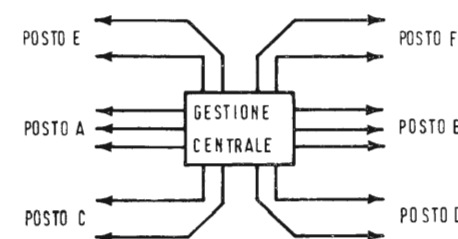
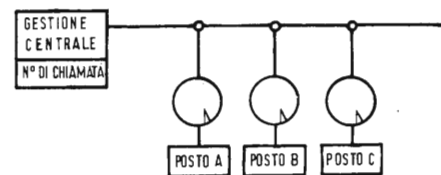



Fig. 3

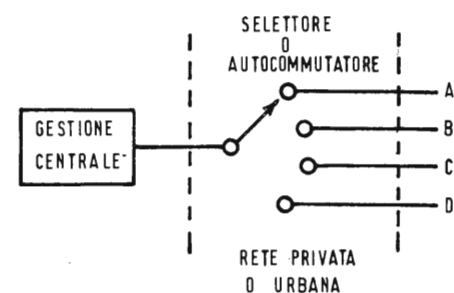



Fig. 4

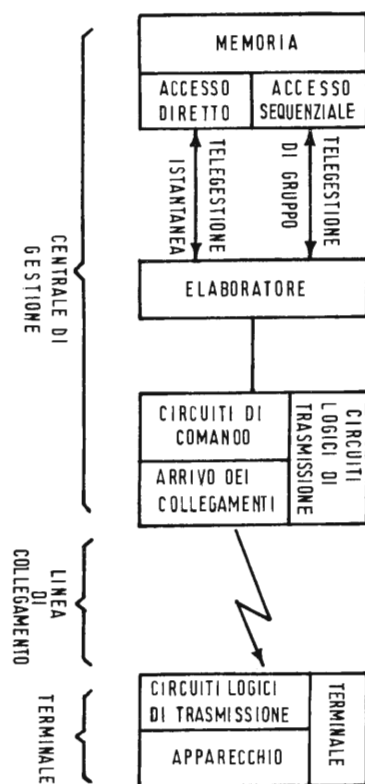



Fig. 5

zo di un centralino di commutazione situato presso il posto centrale di gestione o presso la centrale urbana. Questa disposizione in serie porta, dunque, a trasmettere con successione le informazioni relative ai differenti posti periferici, ciò che determina un aumento del ritardo, ma determina una migliore utilizzazione delle possibilità della linea allorquando i lotti di dati sono relativamente scarsi.

3) - Può essere vantaggioso utilizzare collegamenti OFF-LINE (fuori linea), vale a dire mettendo in comunicazione diretta due periferiche identiche senza passare dalla centrale, allorchè si desidera trasmettere a distanza certi dati senza alcuna modificazione, nè trattamento.

La linea di trasmissione connette direttamente i due posti.

2.2. - La telegestione istantanea

In telegestione istantanea la nozione di periodo di tempo scompare.

Ciascun posto periferico è in collegamento quasi permanente con quello centrale di elaborazione e le informazioni sono trasmesse in un verso o nell'altro allorquando hanno preso una configurazione definitiva che permetta la loro comunicazione in un codice appropriato.

L'istante di trasmissione è allora aleatorio e l'elaboratore centrale si trova in permanenza, e secondo una certa priorità, al servizio dei posti periferici.

Questo tipo di organizzazione ha assunto diverse denominazioni in base a quanto si desidera far risaltare.

1) - Per gestione in TEMPO REALE (real-time) si intende che una informazione è trattata in vista di una risposta immediata.

2) - Per gestione ad ACCESSO DIRETTO (direct - access) si intende che ciascun utilizzatore possiede un accesso diretto all'elaboratore e può disporre, in qualsiasi istante, delle informazioni archiviate in centrale.

3) - Insistendo, inoltre, sul concetto di gestioni a distanza, si potrà definire tale tipo di applicazione sotto il termine più generale di TELEGESTIONE ISTANTANEA, che comporta l'accesso diretto all'elaboratore ed effettua un trattamento in tempo reale.

La telegestione istantanea consiste nell'inviare un messaggio da un posto periferico al centrale, in un tempo minimo, o nel riceverlo dal centrale in un posto periferico; ciò che costituisce uno scambio semplice.

Oppure anche nell'inviare al centrale un messaggio e nel riceverne uno di ritorno dopo la elaborazione, ciò che costituisce uno scambio alternato, trattato con dispositivi di interrogazione - risposta.

Il messaggio può essere inviato, carattere per carattere, a partire da un posto periferico a tastiera, oppure può essere composto preventivamente per essere inviato a cadenza più rapida verso l'elaboratore centrale.

Questo secondo metodo evita di occupare le linee di trasmissione per tempi relativamente lunghi.

3. - DISPOSITIVI COSTITUENTI UN SISTEMA DI TELEGESTIONE

Un sistema di telegestione è composto da dispositivi che si possono suddividere in tre gruppi:

la centrale di gestione
le reti di trasmissione
i posti terminali.

3.1. - La centrale di gestione

La centrale di gestione comprende:

l'elaboratore col quale si attua il trattamento delle informazioni;

la memoria di magazzino nella quale si trovano registrate permanentemente le informazioni standard;

i circuiti logici di trasmissione della centrale necessari per il collegamento con le linee di trasmissione.

1) - *L'elaboratore* deve possedere una capacità di memoria centrale sufficiente per contenere il programma di trattamento dei messaggi e, in numerosi casi, un programma speciale di servizio delle linee per la ricezione o la preparazione dei dati ed il loro controllo.

Le sue caratteristiche di potenza dipendono dalla mole dei messaggi e dalle simultaneità desiderate.

2) - La *memoria di magazzino* può essere del tipo sequenziale nel caso di telegestione raggruppata, ma in telegestione istantanea essa deve necessariamente essere ad accesso diretto, affinchè vi si possano reperire le informazioni necessarie al trattamento immediato richiesto, ed egualmente, oltre ad una semplice consultazione, vi si possa realizzare un aggiornamento ordinato in base al contenuto del messaggio.

Secondo la capacità d'archivio ed i tempi massimi che si accettano fra domanda e risposta, od il periodo che determina la densità del messaggio da trattare, si sceglierà fra le memorie possibili quella più consona alla scopo (tamburi, dischi, ecc.).

3) - I *circuiti logici di trasmissione* comprendono:

circuiti di comando relativi all'invio di carattere per carattere o alla ricezione dei messaggi sulle linee;

circuiti di posizione o « relé di trasmissione » ove viene memorizzato temporaneamente ciascun carattere.

Si disporrà di altrettanti relé di trasmissione quante sono le linee collegate alla centrale.

In effetti, questo organo ha lo scopo di modificare il metodo di trasmissione dei caratteri: ricevuti in « parallelo » dall'elaboratore (vale a dire tutti i bit di carattere contemporaneamen-

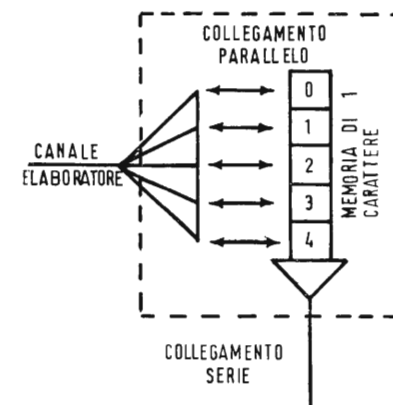



Fig. 6

te), essi devono essere inviati in serie sulla linea (vale a dire bit dopo bit). Oppure, viceversa, ricevuti in serie devono essere diretti in parallelo verso l'elaboratore.

A questi circuiti può, inoltre, essere richiesto di effettuare certi controlli, quali il controllo di parità sui caratteri ricevuti o da inviare.

A questa struttura corrispondono delle apparecchiature, la cui modularità permette di comporre l'organo di trasmissione adatto a ciascun trattamento.

Ma si possono trovare dispositivi più complessi, in cui i dispositivi di trasmissione hanno un ruolo logico indipendente dal calcolatore associato; esso dispone di una memoria capace di immagazzinare un certo numero di messaggi e della possibilità di programmazione per eseguire delle verifiche di struttura (abitualmente richieste all'elaboratore) e di ritrasmettere i messaggi da una linea ad un'altra senza il passaggio intermedio nel calcolatore.

3.2. - Le reti di trasmissione

I caratteri sono trasmessi sulle linee sotto forma codificata, bit per bit; questo metodo di trasmissione si avvicina dunque, al sistema telegrafico usuale. Si possono utilizzare differenti tipi di linea, in dipendenza della velocità alla quale si desidera trasmettere i messaggi.

1) - *Le linee telegrafiche* servono alle cadenze lente dell'ordine di $3 \div 20$ caratteri/secondo (velocità di una telescrivente).

I segnali binari sono qui caratterizzati da due livelli di tensione (+ 48 V, — 48 V ad esempio).

2) - *Le linee telefoniche* sono quelle che servono alla trasmissione della parola e si possono adattare per trasmissioni più rapide dell'ordine di $20 \div 30$ caratteri/secondo.

I segnali binari sono qui caratterizzati da due frequenze differenti, per esempio 1300 periodi al secondo per indicare il valore binario « 1 » e 1700 periodi al secondo per lo « 0 ».

La formazione del segnale modulato in frequenza partendo dalle informazioni o, inversamente, la ricostruzione delle informazioni binarie a partire dai segnali modulati in frequenza, viene attuato con un dispositivo ad hoc situato a ciascun lato della linea e chiamato MODEM (MOdulatore - DEModulatore).

3) - *Le linee a larga banda* che possono trasmettere più comunicazioni telefoniche simultanee servono per densità elevate di informazione (da 300 a 90.000 caratteri/secondo).

Esse possono essere utilizzate per il collegamento fra elaboratore e posti periferici automatici ad elevato livello di trasmissione, quali le unità a nastro magnetico.

Le linee di trasmissione appartengono ad una rete telegrafica o telefonica. Una rete privata è una installazione autonoma, ma solitamente si sfrutta il collegamento ad una rete pubblica.

Potranno essere richieste, in base alle caratteristiche della banda di frequenza di trasmissione, delle linee specializzate connesse in permanenza alla installazione di telegestione o delle linee commutabili, assicuranti, per commutazione, il collegamento al momento opportuno.

3.3. - I posti terminali

L'equipaggiamento terminale, più brevemente chiamato « TERMINALE » è connesso al termine della catena di trasmissione nel luogo periferico di utilizzo.

Esso comprende le parti sotto elencate.

1) - L'apparecchio di esercizio, che costituisce il posto di lavoro a disposizione dell'utilizzatore costituito da: macchina telescrivente, visore a tubo cinescopico, ecc., associati, a seconda del caso, ad una memoria locale di un carattere oppure ad una memoria capace di registrare un messaggio completo.

Quest'ultimo è un dispositivo elettromeccanico o magnetico fornente sotto forma non codificata una « immagine » fedele della composizione.

2) - I circuiti logici di trasmissione che assicurano la comunicazione con la linea di trasmissione.

Essi effettuano la codificazione dei caratteri ed il loro invio in serie sulla linea di trasmissione, oppure l'operazione inversa nel caso della ricezione.

I posti terminali dipendono dal metodo di lavoro prescelto.

3.3.1. - *Telegestione di gruppo*

Nel caso di telegestione di gruppo, si preparano, con una fase preliminare i supporti che portano i messaggi da trasmettere all'elaboratore centrale e si creano, in risposta, dei documenti da conservare quali tabulati stampati o supporti codificati (schede, bande, ecc.).

Si utilizzano:

i lettori/perforatori di schede;
i lettori/perforatori di banda stampanti ad alta velocità;
le unità a nastro magnetico.

3.3.2. *Telegestione istantanea*

In telegestione istantanea si utilizzano macchine appositamente realizzate per questo genere di applicazione.

1) - La macchina contabile che viene utilizzata da un operatore incaricato di trattare con il cliente.

Esse hanno lo scopo di fornire documenti contabili in chiaro e vengono disposti presso gli sportelli di agenzia.

I clienti possono presentarsi a qualsiasi sportello.

Essendo la tenuta dei conti centralizzata, la consultazione è immediata e la

Foto 1 - Tipico terminale con telescrivente. (Per cortesia della General Electric Information Systems - Italia)

macchina di sportello effettua istantaneamente qualsiasi operazione.
Dopo la verifica effettuata consultando l'archivio centralizzato si effettuano simultaneamente le operazioni seguenti:
aggiornamento dell'archivio centrale;
stampa allibramento sul libretto di conto;
stampa dell'operazione contabile in duplicato sul giornale mastro;
svincolo del libretto.

2) - Il collettore di dati a schede o tesserino perforato portante dati standard inerenti al posto di lavoro (ad esempio il numero di magazzino), o un complesso di chiavi o di pulsanti per l'introduzione delle variabili (ad esempio: numero di codice e quantità).

3) - Il posto di interrogazione-risposta che rappresenta il sistema più o meno complesso per il dialogo fra operatore e contabile.

La telescrivente è la macchina più nota, ma vi si possono trovare associate in modo variabile:
un apparecchio a tastiera per la composizione dei messaggi da inviare;
una stampante funzionante carattere per carattere per la stampa dei dati ricevuti;
un lettore di banda perforata;
un perforatore di banda;
un visore che permette il rapido controllo delle domande e delle risposte in concomitanza della loro elaborazione;
un apparecchio di risposta fonica o un apparecchio telefonico per la comunicazione verbale.
L'utente può quindi attuare molteplici configurazioni di composizione del terminale.
Nella soluzione del problema ci si dovrà conformare alle esigenze contingenti tenendo conto di svariati criteri quali la facilità di manovra, la cadenza degli scambi, le caratteristiche di stampa, le possibilità di archivio.

4 - ORGANIZZAZIONE DEL TRATTAMENTO

4.1. - In telegestione di gruppo

I dati pervengono al centro di gestione in lotti, i risultati sono di seguito trasmessi ai posti terminali.
Conseguentemente, il trattamento sarà effettuato sotto forma sequenziale.
Un dato lotto di informazioni sarà sottoposto, secondo una classica organizzazione, a tre unità di trattamento successive.

1) - Conversione dei dati ricevuti dal posto emittente e registrazione degli stessi su supporto sequenziale, quale un nastro magnetico n° 1.

2) - Trattamento del lotto di dati e registrazione dei risultati su supporto sequenziale, quale un nastro magnetico n° 2.

3) - Conversione del lotto di risultati partendo dal supporto in vista della sua trasmissione verso un posto terminale.

Dal punto di vista del rendimento si ha interesse ad eseguire queste differenti fasi su lotti scalati ed a predisporre:
l'unità di trattamento 1 sul lotto del periodo N +2;
l'unità di trattamento 2 sul lotto del periodo N+1;

Foto 2 - Tipico terminale con visore. (Per cortesia della General Electric Information Systems - Italia)

l'unità di trattamento 3 sul lotto del periodo N.
Una simultaneità di trattamento di tre fasi è evidentemente desiderabile.
Dal punto di vista delle possibilità ottenibili, si devono considerare i punti seguenti:
in memoria centrale ai programmi standard, si aggiunge un « programma di servizio » necessario alla gestione ed al controllo della trasmissione. Simultaneamente, si deve poter disporre della possibilità di trattamento e di conversione.
Le memorie sequenziali devono immagazzinare, nel loro assieme, un lotto corrispondente ad un periodo.

4.2. - In telegestione istantanea

I messaggi sono trattati individualmente.
Lo si può considerare l'equivalente di un trattamento scheda per scheda comprendente una introduzione di scheda, un trattamento e la stampa del risultato.
In telegestione sono effettuati con successione: l'introduzione del messaggio « domanda », il trattamento specifico, l'emissione del messaggio « risposta ».
Il tempo che intercede fra l'arrivo della domanda e l'emissione della risposta costituisce il tempo di risposta.
Se il programma non permette di trattare che un solo messaggio alla volta, si possono interallacciare delle sequenze di trattamento di diversi messaggi.
Si approfitta, così, dei tempi di attesa degli scambi di informazione con gli elementi periferici connessi all'elaboratore del centro di gestione.
Il flusso di messaggi rischia di presentare delle grandi fluttuazioni nel corso di una giornata.
Nelle ore di punta è necessario prevedere una organizzazione per l'ordine di attesa.
Nelle ore di calma, la centrale può trattare un problema di gestione classico in simultaneità.
Per ottenere questo, l'elaboratore è organizzato in modo tale da soddisfare per priorità le chiamate provenienti dai posti periferici.
Se il trattamento non può essere attuato immediatamente il messaggio viene posto nella coda di attesa.
In assenza di messaggio con precedenza, avviene il trattamento classico: questa simultaneità impone di disporre, in ogni momento, dello spazio sufficiente nella memoria centrale per il trattamento classico e dello spazio indispensabile per la ricezione di un messaggio completo.
In definitiva, il trattamento del messaggio fa ricorso a tre programmi:

1) - programma di servizio di linea, che assicura la ricezione e l'emissione dei messaggi;

2) - il programma di supervisione, che determina se vi sono messaggi da trattare e, a seconda dei casi, provoca l'utilizzo del programma di trattamento del messaggio o del programma di gestione sequenziale classico.
Al termine del trattamento il programma di supervisione richiama il programma di servizio di linea per la emissione del messaggio;

3) il programma di trattamento dei messaggi propriamente detto, che comprende l'applicazione di un metodo di accesso diretto, eventualmente simultaneo, a delle fasi di trattamento nel-l'unità centrale.

5. - BIBLIOGRAFIA

Monografie della General Electric Information Systems, della Bull G.E., della Ing. C. Olivetti e C.

A

La AEG-TELEFUNKEN intensifica la sua attività in Italia

Fra la ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS - GESELLSCHAFT AEG-TELEFUNKEN, Berlino-Francoforte (M) e la CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ, Milano, è stato concluso un accordo, in base al quale la AEG-TELEFUNKEN ha assorbito a far data dal 1° gennaio 1969 il capitale azionario della T.R.T. - TELEFUNKEN RADIO TELEVISIONE S.P.A., Milano, Società affiliata della CGE.
LA TELEFUNKEN RADIO TELEVISIONE S.P.A. è un'organizzazione commerciale che svolge sul mercato italiano la propria attività di vendita di apparecchi radio, televisori, apparecchi fonografici, registratori, componenti elettronici ed elettrodomestici con marchio « TELEFUNKEN » dal 1947, epoca del suo inserimento nel gruppo CGE.
Questo accordo contribuirà a rafforzare l'attività della « TELEFUNKEN » relativa ai prodotti ed ai componenti con marchio « TELEFUNKEN » sul mercato italiano, grazie all'integrazione della Società nell'organizzazione mondiale della AEG-TELEFUNKEN e permetterà anche la continuazione delle relazioni fra AEG-TELEFUNKEN e la CGE in Italia, che esistono da lungo tempo.
In questo intento, l'accordo prevede la continuazione della cooperazione tecnica fra AEG-TELEFUNKEN e CGE. Il Dipartimento Beni Elettronici di Consumo FIAR della CGE continuerà inoltre ad essere una delle principali fonti produttive di apparecchi radio e televisori per la futura affiliata italiana della AEG-TELEFUNKEN.

A

Emilio Grosso

Il controllo automatico di crominanza

Il segnale video a colori presente al rivelatore di un ricevitore TVc comprende l'informazione di luminanza, o monocromatica e di crominanza, la quale rappresenta il colore nelle sue grandezze caratteristiche: tinta e saturazione. Il ricevitore TVc, oltre ai comandi di luminosità e contrasto, propri del bianco e nero, è corredato altresì di un comando della saturazione poichè, nel caso particolare del PAL non ha significato la presenza di un correttore di tinta. Infatti, essendo il sistema fedele, per quanto concerne la riproduzione del colore, anche in presenza di distorsioni di fase differenziale, il comando di tinta non trova ragione di essere, per cui, si può trovare al più in taluni ricevitori, un regolatore della «tinta di fondo» che consente piccoli ritocchi alla temperatura di colore. Quest'ultima, e di riflesso il bianco ottenuto dal bilanciamento dei potenziali al cinescopio, è funzione della stabilità della matrice, e dei circuiti clamp che stabiliscono i potenziali stessi. Nel tempo, quindi, lievi variazioni e sbilanciamenti dovuti ad instabilità circuitali possono essere corretti con lievi ritocchi del comando di « tinta di fondo » che non deve essere assolutamente confuso con il comando « tinta » che nei ricevitori NTSC trova il suo esatto e giustificato impiego.

PRIMARI	CROMATICITÀ	
	X	Y
C	0,31	0,316
R-Y	1,07	0
B-Y	0,13	0

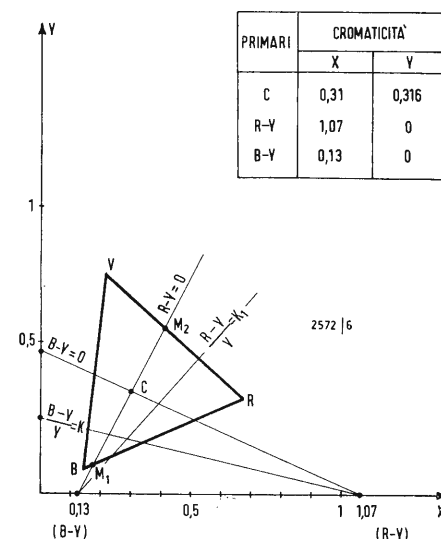



Fig. 1

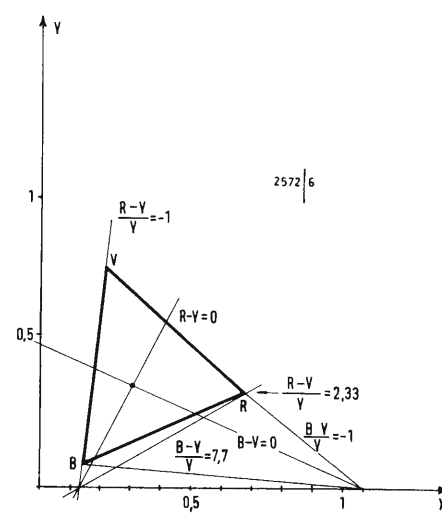



Fig. 2

Il comando di saturazione che praticamente è la regolazione in più che distingue sotto il profilo dei comandi a disposizione dell'utente un ricevitore TVc da uno TVm, agisce esclusivamente sulla componente di crominanza. Tale componente, nel segnale video composito, varia proporzionalmente alla luminanza per cui, ad ogni valore di cromaticità corrisponde un rapporto costante tra la crominanza e la luminanza.

Mantenendo costante quest'ultima, l'aumento della componente di crominanza corrisponde ad un incremento della saturazione, poichè ci si allontana dal bianco.

Considerando quindi un'immagine a colori, luminanza e crominanza risultano

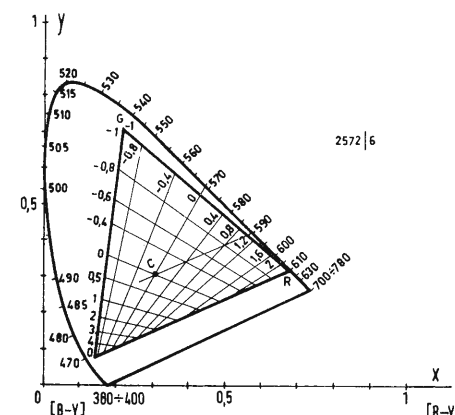



Fig. 3

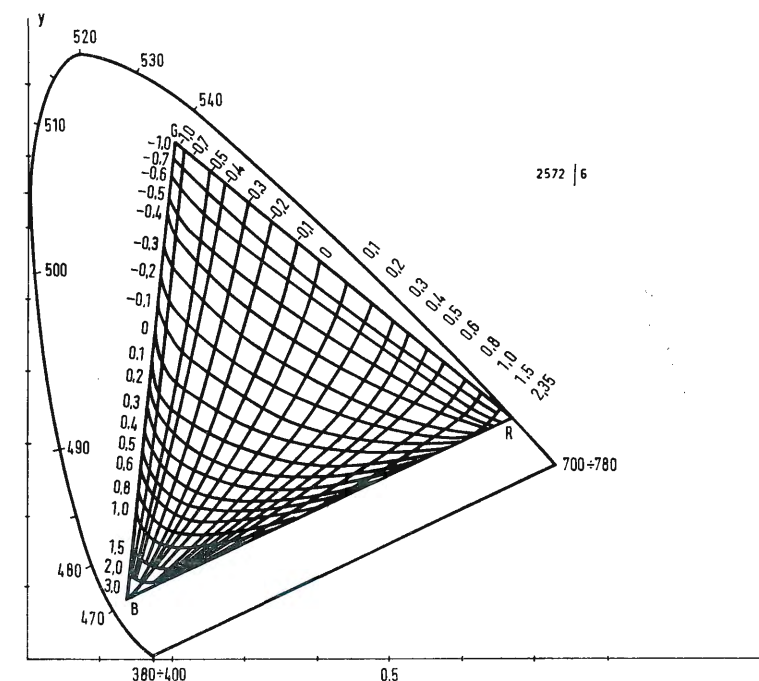



Fig. 4

fra loro legate, per cui, solamente se il loro rapporto è costante si ottiene una regolazione corretta di contrasto.

In altri termini, affinchè il rapporto a cui accennato non risulti alterato dalla regolazione di contrasto, è indispensabile che quest'ultima agisca contemporaneamente e nella medesima quantità sulle due grandezze che determinano il rapporto stesso. Nella maggior parte dei ricevitori TVc quindi, la regolazione di contrasto è attuata negli stadi a frequenza intermedia prima cioè che avvenga la separazione della componente di luminanza da quella cromatica. Agendo sul guadagno di media frequenza, si ottiene appunto lo scopo desiderato per cui al rivelatore video l'incremento positivo o negativo dovuto alla regolazione del contrasto, subito dalle due grandezze che caratterizzano il segnale video risulta eguale.

Dal diagramma di cromaticità di fig. 1 dove sono riportati i punti $(B-Y)$ e $(R-Y)$ aventi le coordinate della tabella di fig. 1, si può notare come ogni punto della retta che unisce $(B-Y)$ con C rappresenta la cromaticità di tinte ottenute sommando a $(B-Y)$ quantità determinate di C, per cui tale retta rappresenta il luogo dei punti con $(R-Y)=0$. Per il segmento compreso tra C e il punto M, $(B-Y)$ assume valori positivi, mentre tra C e M_2 valori negativi. Muovendosi quindi dal punto M_1 a M_2 (segmento passante per C) si incontrano punti a diverso rapporto $(B-Y)/Y$. Con origine nel punto $(R-Y)$ di coordinate 1,07 e zero, si possono tracciare quindi le rette che rappresentano i diversi valori di tale rapporto che ricordiamo risulta ovviamente costante lungo la retta. Le stesse considerazioni possono essere svolte per il fascio di rette aventi origine nel punto $(B-Y)$ di coordinate 0,131 e zero. La fig. 2 riporta le rette che rappresentano i massimi valori assunti dai rapporti $(R-Y)/Y$ e $(B-Y)/Y$.

Ora una variazione dei rapporti $(R-Y)/Y$ e $(B-Y)/Y$ significa uno spostamento sul triangolo cromatico che si traduce in variazioni di saturazione. Infatti dalla fig. 3 si nota come un incremento alla luminanza rispetto ai segnali d.d.c., sposti il punto di intersezione delle rette a coefficiente costante lungo un segmento che unisce l'illuminante C con la tinta considerata. Mano a mano che i rapporti $(B-Y)/Y$ e $(R-Y)/Y$ aumentano, il punto si sposta verso il perimetro del triangolo RGB con incremento della saturazione. Il diagramma della fig. 3 si riferisce a segnali non corretti in gamma poichè in caso contrario i punti a coefficiente costante non giacerebbero più su rette, bensì su linee curve (fig. 4).

Dopo questa breve precisazione, possiamo ribadire il concetto che è indispensabile mantenere costante il rapporto luminanza/crominanza per cui risulta

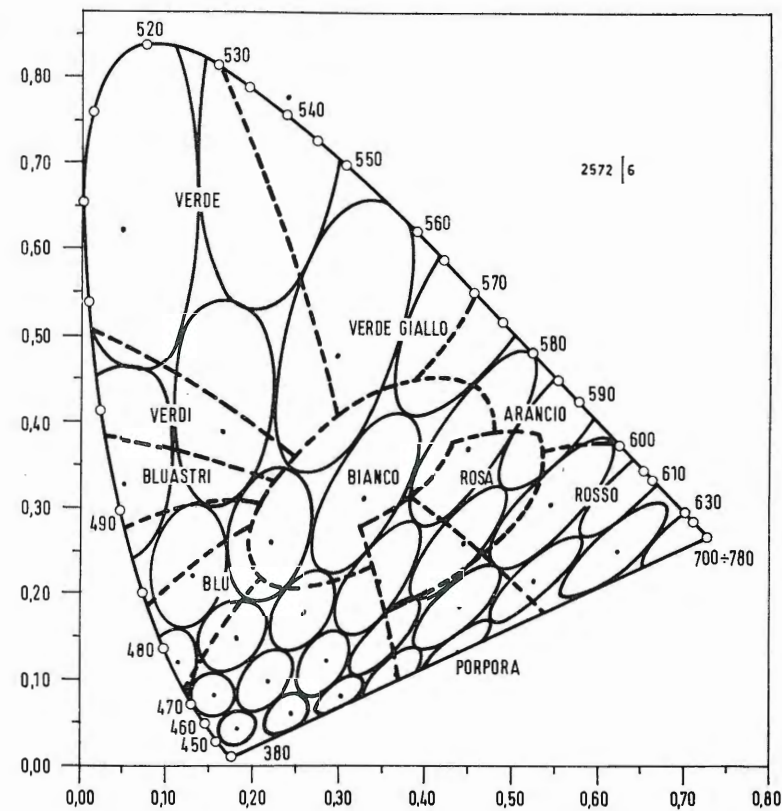



Fig. 5

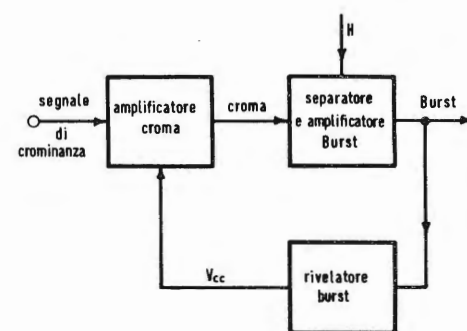



Fig. 6

buona norma attuare il regolatore di contrasto in modo che esso agisca sul completo segnale video.

Esaminando la fig. 5 si rileva entro quali limiti il rapporto suddetto può essere variato per i vari colori in modo da non percepire variazioni apprezzabili di saturazione. Le variazioni più ampie possono avvenire lungo gli assi maggiori dell'ellisse di tolleranza, allorchè essi sono disposti come ad esempio nel caso del verde e del giallo, nella direzione del bianco *C*. Al contrario il magenta presentando nella direzione di *C* l'asse minore dell'ellisse, le variazioni di saturazione vengono avvertite in maggior misura.

I colori contenuti nelle ellissi danno luogo a sensazioni di tinta eguale per cui le rette rappresentanti i rapporti $(R-Y)/Y$ e $(B-Y)/Y$ devono dar luogo a risultanti comprese nelle ellissi stesse. È quindi importante, dopo quanto detto, mantenere costante nel ricevitore, il rapporto luminanza/crominanza e poichè la prima è regolata dal C.A.S., è buona norma corredare un ricevitore TVc di un C.A.C. (controllo automatico di croma), che provvede quindi a mantenere costante anche la seconda informazione.

Si eviteranno, in parte, gli inconvenienti dovuti appunto a fading selettivi o parziali dissintonie del ricevitore che possono ridurre l'ampiezza della sottoportante di colore, trovandosi questa nel tratto a pendenza elevata della curva di risposta del ricevitore stesso.

Il guadagno del loop che provvede al C.A.C. determina la dinamica entro cui si ottiene una soddisfacente costanza del rapporto luminanza/crominanza; le variazioni eventuali che non fossero compensate dal regolatore, possono successivamente essere annullate con il comando manuale della saturazione. Il compito del controllo automatico di crominanza è quindi quello di far variare in modo complementare, il guadagno dell'amplificatore di croma in funzione dell'ampiezza del sincronismo del colore e quindi del segnale cromatico. Naturalmente il segnale di crominanza vero e proprio subirà le variazioni di ampiezza dovute alla dinamica dei colori che, nell'istante considerato, sono trasmessi. Il riferimento, per l'azione del C.A.C., è rappresentato dalla tensione del « burst » che, a prescindere dalla dinamica del segnale cromatico, assume una ampiezza costante, circa eguale a quella del sincronismo.

Ora, se per esempio in presenza di dissintonia del ricevitore, la sottoportante di colore subisce una attenuazione, il sincronismo di colore risulterà di ampiezza ridotta, per cui il C.A.C. deve intervenire provvedendo ad incrementare il guadagno dell'amplificatore di crominanza.

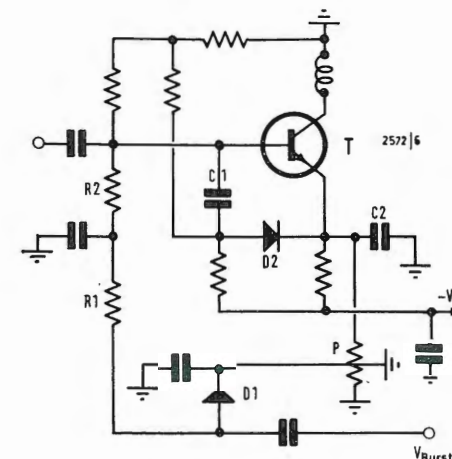



Fig. 7

Affinchè il circuito C.A.C. si possa ritenere sufficientemente efficiente, la sua dinamica non deve essere inferiore ai 12 ÷ 15 dB.

L'attuazione di un circuito C.A.C. può essere rispondente allo schema blocchi di fig. 6 dove la tensione del sincronismo di colore viene rettificata e inviata a controllare il guadagno dell'amplificatore di crominanza. Ad un incremento dell'ampiezza del burst corrisponde quindi un aumento V_{cc} in uscita dal C.A.C. che deve agire sull'amplificatore di croma in modo da ridurre il guadagno. Pensiamo cosa utile presentare almeno un circuito pratico di realizzazione di un dispositivo di C.A.C. La fig. 7 illustra il controllo automatico realizzato dalla Philips. La componente continua dovuta alla rettificazione del burst da parte del diodo D1 è impiegata come tensione di comando, la quale controlla il guadagno del canale di crominanza. La tensione continua così ricavata è inviata alla base di *T* tramite $R_1 + R_2$. Ad un incremento di detta tensione corrisponde un negativo di base maggiore con conseguente riduzione del potenziale di emettitore. Il diodo D2 condurrà, per cui aumenterà l'attenuazione fornita dal partitore capacitivo C_1 C_2 al segnale di croma. Quindi la riduzione del segnale è funzione della resistenza offerta dal diodo D2, che a sua volta è proporzionale al valore assoluto della tensione di comando.

Variando, mediante il potenziometro *P*, la soglia del diodo *D*1, si fissa l'entità della tensione continua di comando per cui esso può funzionare come controllo manuale di saturazione. *A*

Gruppo proiettore elettronico per un tubo a raggi catodici ad accumulo

Nella foto si vede un dispositivo proiettore elettronico per un tubo a raggi catodici ad accumulo, comprendente un proiettore scrivente e due proiettori esploratori; nella foto, il proiettore viene ispezionato durante la fabbricazione presso una ditta inglese nell'Inghilterra meridionale.

Quando è inserito nel tubo ad accumulo, il proiettore scrivente produce « una figura elettronica » sopra una griglia posta immediatamente dietro lo schermo. Il proiettore esplorante illumina poi questa griglia (maglia) e passa attraverso laddove la figura è stata incisa, per dar luogo ad un'immagine di lunga persistenza sullo schermo. I pregi di questo tubo ad accumulo sono: la possibilità di immagazzinare un'immagine fino a mezz'ora; la sua grande luminosità, in virtù della quale l'immagine può essere osservata alla diretta luce diurna senza paraluce; la persistenza variabile, per cui, se necessario, il tubo può essere fatto funzionare come un comune tubo a raggi catodici senza alcun effetto di accumulo dell'immagine; la luminosità variabile, per cui l'immagine può essere osservata con brillantezza accettabile anche se ripresa con cattivo tempo o di notte. Vi sono diverse applicazioni per questo tubo. Nel radar esso ha il pregio di indicare le rotte di navi o di aerei fino a mezz'ora, rendendo così molto più agevole rivelare le eventuali collisioni ed evitare gli incidenti; in televisione è possibile conservare un'immagine a scopo di studio dopo che la scena è stata cambiata; in radiografia è possibile un esame prolungato senza esporre ulteriormente ai raggi X il paziente. Per ulteriori informazioni rivolgersi a: English Electric Valve Co. Ltd., Chelmsford, Essex - Inghilterra.

Si telefona anche da tremila metri

Finora i rifugi alpini erano quasi sempre completamente isolati dal resto del mondo, tra breve tempo, invece, la maggior parte di essi sarà collegata permanentemente, tramite la centrale più vicina, con l'intera rete telefonica nazionale e internazionale, anche in teleselezione. La Società Italiana Telecomunicazioni Siemens di Milano sta infatti installando cento radiotelefoni per collegare cinquanta rifugi alpini con le centrali telefoniche di fondo valle.

Tali apparecchiature, che consentono collegamenti in ponti radio veri e propri, sono completamente transistorizzati e appositamente studiati per le alte e le basse temperature caratteristiche dell'alta montagna. Al terminale radio, presso il rifugio, viene collegato un apparecchio telefonico normale, adatto a tutte le prestazioni di un telefono pubblico, compreso il servizio di Teletaxi.

Sono già entrati in funzione gli impianti del rifugio « Franco Monzino », sul Monte Bianco a quota 2.690, quello del « Dosso Larici » sulla Paganella e del « Graffer » a Madonna di Campiglio. I lavori di installazione presso gli altri rifugi proseguono compatibilmente con le condizioni meteorologiche.

Il rumore: aspetti pratici e precauzioni nelle applicazioni industriali*

La sempre crescente espansione dell'elettronica ha da diverso tempo interessato anche il settore industriale entrando così anche in quelle applicazioni che sino a pochi anni or sono costituivano un regno pressochè assoluto della meccanica.

La maggior automazione dei processi industriali, che comporta l'introduzione di sistemi di controllo sempre più sensibili e complessi ha posto un limite alle soluzioni meccaniche e ha dato un orientamento decisivo verso soluzioni elettroniche che, anche se possono apparire di maggior complessità, danno delle garanzie di funzionamento e di precisione che le tradizionali soluzioni non potevano garantire. Parallelamente a tutto questo, diversi problemi sorgevano man mano che i processi venivano sempre più automatizzandosi e uno fra i rilevanti si può dire riguardasse il rumore.
In questa sede si cercherà di esaminare, prima dal lato teorico cosa sia il «rumore» e quali i tipi di rumore che maggiormente interessano e in secondo luogo fornire delle indicazioni di massima e dei criteri da seguire in fase di progetto che possano essere di aiuto e che sono frutto di esperienze fatte nei laboratori Philips per applicazioni nel settore industriale.

Il rumore

Il rumore può essere definito come un evento esterno di qualsiasi natura che intervenendo su di un circuito è in grado di alterarne il funzionamento. Si è detto di qualsiasi natura, ed è appunto questa sua caratteristica che rende difficoltoso un intervento efficace all'origine per eliminare ogni suo effetto.
Per applicazioni industriali possiamo stabilire che esistono 4 tipi fondamentali di rumore e nell'ordine sono:
a) statico
b) magnetico
c) di modo comune
d) diafonia.
Ognuno viene ora esaminato in base a come agisce sui circuiti, e in seguito sono dati sistemi opportuni che ne possano consentire la riduzione.
a) *Rumore statico*
Costituisce il primo e principale tipo di rumore. Generalmente può essere causato da irradiazioni da linee di potenza o da altre sorgenti di tensione che sono capacitivamente accoppiati ai fili che portano il segnale ai circuiti.
L'accoppiamento con la sorgente esterna provoca un segnale di rumore che viene sovrapposto al segnale utile trasmesso nel filo.
b) *Rumore magnetico*
Il rumore magnetico è provocato da irradiazione da campi magnetici. Come è noto quando una corrente percorre un conduttore si produce attorno al conduttore un campo magnetico concatenato. È questo in generale il caso in cui si hanno linee di potenza, motori, generatori, teleruttori, ecc. cioè quando vengono irradiati campi magnetici irregolari di varia grandezza, e una coppia di conduttori attraversa un tale campo. In detta coppia causa la presenza del campo magnetico viene generata una tensione di rumore che viene sovrapposta ai segnali trasmessi nella coppia di conduttori.
c) *Rumore di modo comune*
È un particolare rumore legato unicamente al tipo di connessioni elettriche con cui è realizzato il circuito.
È causato dal fatto che in un circuito, punti diversi possono avere diversi potenziali di massa. Questo si verifica quando forti correnti che fluiscono sui circuiti di massa, chiudendosi su resistenze dissimili producono fra diversi punti di un apparato cadute di tensioni e perciò differenti potenziali di massa, anche nell'ambito dello stesso circuito.
Anche il caso in cui si usano termocoppie presenta questi fenomeni e ciò è dovuto alla particolare realizzazione di questi elementi e alla protezione della giunzione con la guaina a cui è attorno elettricamente connesso a massa il contenitore in cui sono montate.
Il problema si crea qualora esista una massa di ritorno tra il circuito e il contenitore in quanto, si forma una corrente che, circolando tra massa e la termocoppia, eleva il potenziale di massa di quest'ultima ad un valore diverso da quello effettivo del circuito di utilizzazione.

(*) A. Maj - Rep. Microelettronica.

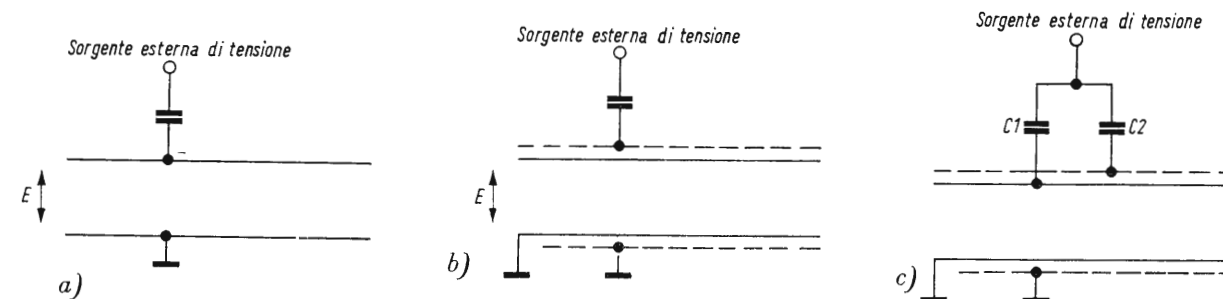



Fig. 1 - Accoppiamento statico. *a*) Accoppiamento statico diretto; *b*) Accoppiamento con schermo di protezione; *c*) Accoppiamento statico con perdita.

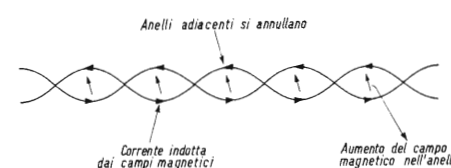



Fig. 2 - Accoppiamento magnetico - attorcigliamento della coppia di fili.

d) *Diafonia*
È un tipico rumore di carattere telefonico che si riscontra quando si effettua trasmissione di segnali impulsivi o sinusoidali in una coppia di fili contenuta in un cavo multicoppie.
L'accoppiamento fra segnali adiacenti prende questo nome e l'effetto prodotto è la sovrapposizione di più segnali tale da ottenere la trasmissione di segnali falsati. Si è detto che è un tipico rumore di carattere telefonico in quanto è in telefonia che si fa uso di trasmissioni di segnali su cavi multicoppie.
Fatto questo esame preliminare e stabilito quali sono le quattro principali sorgenti di rumore si possono vedere quali sono i sistemi più efficaci che permettono una riduzione dei loro effetti.

Sistemi di riduzione dell'effetto del rumore nei circuiti

Generalmente l'azione più efficace viene sempre condotta agendo all'origine, cioè sulla sorgente di rumore. Per i quattro casi in precedenza menzionati si possono adottare questi sistemi:
a) Nel caso di rumore statico bisogna tendere ad eliminare l'accoppiamento mediante l'uso di uno schermo connesso a massa. L'eliminazione avviene in quanto, quando uno schermo è posto attorno a una coppia di fili, la sorgente di tensione si accoppia in prevalenza con lo schermo. Si possono verificare degli ulteriori accoppiamenti parassiti come è indicato nella figura 1 c).
In questo caso l'accoppiamento parassita è rappresentato con C_1 ed è in massima parte dovuto al tipo di materiale usato. Un esame dei vari materiali, in relazione all'attenuazione da loro portata rispetto ai segnali disturbo, ha classificato quale materiale più adatto allo scopo sia l'alluminio soprattutto per la sua buona conducibilità. L'ordine di grandezza di attenuazione varia tra 70 e 80 dB.
b) Per il rumore magnetico si può agire nei seguenti modi:
1°) Attorcigliare la coppia di fili su cui sono trasmessi i segnali (fig. 2). In questo caso si tende a formare una serie di anelli adiacenti e ogni effetto del campo magnetico generato fra il circuito e la coppia, tenderà ad essere annullato, in quanto le correnti indotte dai campi magnetici esterni negli anelli adiacenti sono opposte, come è illustrato nella fig. 2.
2°) Il secondo sistema consiste nel proteggere il circuito con uno schermo di materiale in grado di assorbire o divergere i campi magnetici dalla coppia di fili.
È più consigliabile, in tutte quelle applicazioni ove si impiegano coppie di fili di sezione ridotta, effettuare l'attorcigliamento dei fili in quanto oltre ad essere la soluzione più immediata, molte volte è più efficace di uno schermo. Confrontando le due soluzioni proposte si è stabilito in fase di prova che una coppia di fili con 2 torsioni per pollice presenta un'attenuazione di ~ 40 dB sul segna'e disturbo contro i 25 dB ottenuti con uno schermo che racchiude la coppia di fili paralleli; cioè in assoluto esiste circa un rapporto $5 \div 6$.
c) Il modo stesso in cui si definisce il rumore «common mode» indica come immediata soluzione lo svincolo da massa dei fili che portano i segnali creando così un ingresso di tipo differenziale come in fig. 3.
In questo modo fra ogni punto e massa si crea una impedenza molto grande così che nessuna corrente può fluire tra le diverse masse e di conseguenza non si formano tensioni «common mode».
d) Il problema della diafonia può essere risolto in due modi:
1°) Il più semplice è quello di schermare individualmente ogni coppia e connettere a massa lo schermo in mo-

Fig. 3 - Rumore di «modo comune» - ingresso differenziale con alta impedenza verso massa.

do da isolare tra loro le coppie. Con questo sistema si possono trasmettere segnali sia AC che DC.

2°) Il secondo sistema consiste nell'usare circuiti di uscita bilanciati. Questo comporta dover usare dei trasformatori per l'accoppiamento limitando così il solo impiego nelle trasmissioni di segnali AC. Naturalmente, qualora si abbia un cavo che contenga coppie di fili che vanno su chiusure bilanciate, per rendere efficace l'intervento, anche tutte le altre coppie, devono sottostare allo stesso trattamento.

Da tutto ciò che è stato detto si può stabilire che esistono delle regole fondamentali a cui deve sottostare il progettista di apparecchiature per impieghi industriali per cautelarsi contro quelle che sono le principali fonti di disturbo.

L'esperienza delle applicazioni Philips in campo industriale suggerisce oltre a quanto già visto una serie di ulteriori precauzioni che sono di seguito elencate.

al punto centrale di massa

C1

C2

Schermo metallico

Fig. 4 - Filtro di rete di ingresso.

Precauzioni generali sul sistema

a) Le apparecchiature devono essere costruite in un contenitore metallico chiuso. Detto contenitore deve essere connesso al terminale di massa di rete.

b) Tutti i punti a potenziale OV dei vari sistemi contenuti nel contenitore, devono essere connessi allo stesso punto centrale di massa per mezzo di connessioni il più corte possibile.

Il punto centrale di massa è contenuto in tutte le unità ed è tenuto isolato dalla massa del contenitore.

c) Il punto centrale di massa deve essere connesso al contenitore da un unico collegamento che fa capo allo stesso punto da cui parte la connessione con la massa di rete.

d) I terminali non filtrati che entrano nel contenitore devono essere tenuti il più corto possibile.

e) Linee con tensioni alte o segnali di commutazione devono essere separati da linee che portano livelli logici di elaborazione.

f) Le parti costituenti una singola sezione del sistema devono essere montate per quanto possibile assieme oppure se separate interconnesse da collegamenti corti.

Precauzioni generali sull'apparecchiature

a) Uso di filtri di rete di ingresso. È rappresentato in fig. 4.

Solitamente è un tipo di filtro svincolato da massa, per cui la connessione centrale di C_1-C_2 deve essere collegata al punto centrale di massa mentre lo schermo va collegato al contenitore metallico del sistema.

Nel caso non sia svincolato bisogna effettuare un collegamento tale che lo schermo e quindi anche C_1-C_2 internamente connessi siano connessi al punto centrale di massa, ma isolati dal contenitore metallico del sistema.

b) Commutatori, fusibili, lampade di indicazione, ecc. devono essere inseriti in contenitori separati da quelli che contengono le parti logiche di elaborazione. Le connessioni con l'apparecchiatura devono essere precedute da filtri che possono essere o del tipo di cui si è parlato in precedenza oppure RC. L'alimentazione di questi dispositivi è bene sia diversa da quella dell'apparecchiatura. Qualora si disponga di un solo alimentatore è opportuno separare le due linee con filtri LC a più celle secondo l'entità della corrente assorbita e dei disturbi presenti.

c) I segnali che entrano nell'apparecchiatura devono essere filtrati prima dell'ingresso nel contenitore. Qualora sia impossibile montare un filtro esterno, si può ricorrere ad un filtro interno montato sugli stessi terminali di ingresso però racchiuso in uno schermo connesso a massa.

d) Terminali e connessioni che portano i segnali di uscita all'esterno, devono essere protetti e, all'interno dell'apparecchiatura, viaggiare attorcigliati.

e) In alcuni casi è utile l'inserzione di un resistore ($1 \div 10$ kΩ) tra il punto centrale di massa del contenitore e il punto di connessione del contenitore con la massa di rete in aggiunta alla connessione già esistente.

Conclusioni

Lo scopo della presente trattazione è solamente quello di dare delle indicazioni di massima sugli orientamenti da seguire qualora si facciano delle applicazioni in campo industriale. Come può apparire dall'impostazione generale seguita nel trattare l'argomento, è praticamente impossibile dare delle regole che garantiscono il funzionamento in qualsiasi condizione di impiego, da cui la necessità di adattare ogni soluzione in funzione dell'ambiente in cui le apparecchiature vengono impiegate.

L'esperienza della Philips suggerisce dei criteri che nelle applicazioni hanno portato dei buoni risultati, naturalmente tutto ciò potrà essere di molto aiuto, ma un attento esame della singola applicazione ed una preventiva localizzazione di eventuali sorgenti di rumore potranno senz'altro suggerire al progettista delle soluzioni immediate di maggiore o, altrettanta efficacia e alcune volte anche di maggior semplicità. In ogni caso è certo che il campo industriale può benissimo essere accessibile all'elettronica. Soluzioni sia a componenti discreti che a circuiti integrati possono portare le apparecchiature al ben noto livello di garanzia che è loro tipico, e irraggiungibile dalle soluzioni meccaniche.

A

Ugo C. Favilla

Due strumenti utili per il laboratorio e per il radioamatore

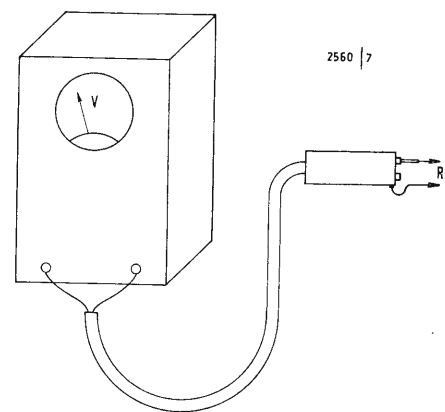



Fig. 1 - Lo strumento con relativa sonda.

2560 / 7

B

A

C3

C5

C4

C1

C2

0A85

22k

500

Fig. 2 - Circuito del voltmetro RF per una gamma da 30 a 3 MHz. Si noti: data la presenza della resistenza di 22 kΩ, il rapporto stabilito dai partitori capacitivi non è perfettamente costante per tutte le frequenze, poiché mentre la reattanza capacitiva varia con la frequenza (in funzione di ω), la resistenza è entro certi limiti costante. In ogni caso, però, la differenza si mantiene entro limiti tollerabili. E' consigliabile effettuare la taratura con una frequenza compresa nella gamma ristretta che più interessa.

In un'epoca come la nostra, nella quale un industrialesimo sempre più ampio tende a condizionare prepotentemente, e spesso a «disumanizzare», le nostre attività esistenziali, parlare di «autocostruzione» di apparecchi o di cose può sembrare anacronistico od inutile.

L'«hobby», come si dice oggi snobisticamente, dell'autocostruire è invece un'attività che bisogna incoraggiare poiché, oltre ad avere un alto valore educativo generale, contribuisce alla formazione di tecnici e di esperti appassionati, e cioè proprio di quegli «elementi» che costituiscono l'ossatura portante di una efficiente struttura nel campo dell'industria e, soprattutto, della ricerca scientifica.

L'esperienza di un lavoro serio ed appassionato fatta nel chiuso del proprio modesto « laboratorio », spesso limitato a un ristretto angolo della casa, è preziosa e insostituibile almeno fino a quando la scuola ufficiale non consentirà a ciascun allievo un lavoro «personale» di libera scelta, rispondente cioè alle proprie attitudini ed alle personali aspirazioni, atto a sviluppare il senso creativo che è in ciascuno di noi.

È principalmente per questo che scrivo volentieri articoli riguardanti l'autocostruzione di parti e di apparecchi, anche se in commercio, oggi, tali dispositivi si trovano in abbondanza. D'altro canto, poi vi sono soluzioni che l'industria non prende in considerazione per ragioni di profitto, ed in questi casi ognuno deve «arrangiarsi» da sé. È necessario, infine, non dimenticare che nei paesi industrialmente e scientificamente più progrediti (USA, Inghilterra, Francia, Germania, URSS, ecc.) l'«hobby» dell'autocostruzione è altamente sviluppato, e tutta una industria complementare lo alimenta.

1. - UN VOLTMETRO ED UN AMPEROMETRO A RF

Con un voltmetro ed un amperometro convenientemente tarati a RF, ed usati con le cautele richieste da queste correnti è possibile effettuare misure non solo di tensioni e di intensità, ma anche d'impedenze e di potenze, tenendo conto che $Z = V/I$; $Z = V^2/W$; $W = V^2/Z$; $W = I^2 \cdot Z$; $W = V \cdot I$.

Descriverò qui la realizzazione di un voltmetro e di un amperometro a RF di media precisione, molto utili per gli usi correnti, provvisti di sonda separata dallo strumento indicatore; una soluzione praticamente molto comoda, poiché la sonda separata, di dimensioni relativamente ridotte, consente di effettuare le misure anche su oggetti posti a notevole distanza dallo strumento indicatore. Consente, per esempio, di effettuare la misura della corrente, o della tensione, direttamente alla base di un'antenna, tenendo gli strumenti indicatori presso il trasmettitore, o comunque sia, all'interno di una camera.

Il voltmetro RF in particolare, serve ottimamente per numerose valutazioni e taluni accertamenti riguardanti la presenza di eventuali tensioni a RF; ad esempio, per controllare se un tubo elettronico produce autooscillazioni parassite, eccetera; si tenga conto che esso ha un consumo proprio molto basso, generalmente trascurabile, e che, soprattutto, ha una bassa capacità d'entrata (circa 5 pF; dipendente in gran parte dal tipo dell'isolante delle boccole d'entrata).

2. - VOLTMETRO RF PER 30 MHz ÷ 3 MHz

È costituito da un microamperometro 200 μA f.s. munito di dispositivo raddrizzatore con diodo Philips 0A85 e di doppio partitore di tensione capacitivo, realizzato secondo gli schemi elettrici (fig. 2) e costruttivo (fig. 3).

Lo strumento indicatore è separato dal dispositivo rivelatore, come s'è detto, così che questo, racchiuso accuratamente in una scatoletta schermante, costituisce una sonda «probe» di uso molto comodo.

È previsto per due portate a fondo scala, 10 e 100 V RF. Queste due portate consentono di effettuare molti lavori correnti, particolarmente nei limiti delle esigenze normali del radioamatore (misure delle tensioni nei generatori VFO e simili, nei generatori pilota di potenza, negli stadi finali RF per potenze fino a circa 200 W, ecc.). Naturalmente niente impedisce che, modificando convenientemente i valori dei partitori capacitivi, possano essere ottenute differenti portate a f.s.; per esempio una portata fino a 500 V RF, utile per misure con potenze superiori a 200 W RF nei circuiti di

Fig. 3 - Voltmetro RF. Posizione topografica dei componenti. Il contatto di massa col circuito sotto misura è previsto mediante pinzetta. La costruzione deve essere rigida e stabile.

50÷75 Ω d'impedenza circa, o della tensione esistente ai capi di certi circuiti risonanti, ma sempre per potenze relativamente basse.

Come si vede dallo schema elettrico (fig. 2) il partitore per le tensioni basse è costituito dal ramo *A*, formato da un condensatore fisso *C1* in serie, e da uno semifisso di 10 pF in parallelo al diodo verso massa; il partitore per le tensioni alte è il *B*, formato da un primo condensatore fisso *C3* in serie, da un condensatore semifisso *C4* di 10 pF in parallelo al segnale verso massa, da un secondo condensatore fisso *C5* inserito tra la prima parte del ramo e il punto elettrico 0; in questo punto è collegato anche il ramo *A*, in parallelo al *C2* semifisso di 10 pF.

La regolazione dei due rami è interdipendente, ed essa perciò in sede di taratura dovrà essere fatta a più riprese, come spiegato più avanti.

Le capacità *C1*, *C3* e *C5* sono di piccolissimo valore e costruite avvolgendo filo di rame stagnato su di un tubetto isolante polivinilico calzato su un filo di rame stagnato che per il *C1* e il *C3* ha un diametro di 2 mm, per il *C5* di 1 mm (vedi fig. 3). Il numero di spire da avvolgere, tutte a contatto tra loro (non devono formare una bobina) è indicato sul disegno; tale indicazione dà solo un'idea iniziale, perché il numero realmente necessario potrà essere stabilito durante la taratura, dipendendo la capacità effettiva dal numero delle spire in rapporto alla qualità ed allo spessore del tubetto isolante usato, oltre che da altre caratteristiche fisiche. La prova dovrà essere effettuata con la scatoletta regolarmente chiusa, tenendo presente che sulla regolazione influisce anche la distanza tra gli elementi costitutivi del circuito e le pareti della scatoletta. Per questo motivo tutte le parti dovranno essere molto stabili e rigidamente fissate.

2.1. - Taratura

Se non si dispone di un voltmetro RF campione, la taratura di questo strumento potrà essere fatta con una buona precisione indirettamente mediante il dispositivo che qui descrivo, da me usato con grande soddisfazione.

Tale dispositivo (vedi fig. 4) consiste in due lampade dello stesso tipo e della medesima potenza, una (*L*) alimentata con una tensione a frequenza industriale (50 Hz) l'altra (L_1) con una tensione a RF fornita da un generatore RF di una certa potenza (per esempio, anche un piccolo trasmettitore radiantistico). È evidente che a parità di luminosità dei filamenti si avrà una buona uguaglianza delle rispettive tensioni applicate, con un'approssimazione praticamente accettabile (con una differenza massima inferiore anche al 3 % se le due lampade sono uguali). Naturalmente la precisione della taratura dipende dalla valutazione della luminosità; per eliminare un errore personale sarebbe dunque necessario usare un fotometro, piazzato a distanza uguale dalle due lampade, col quale è possibile misurare la luminosità prima di una lampada, poi dell'altra.

In parallelo alla lampada a frequenza 50 Hz sarà collegato un buon voltmetro a frequenza industriale (per esempio il comune voltmetro di un tester).

Alla lampada alimentata con la RF sarà invece collegata la sonda del voltmetro a RF.

La taratura sarà effettuata usando tre coppie di lampade: una coppia a 3,5 V (tipo torcia); una coppia da 12 V (tipo bicicletta); una coppia a 110 V, 0,5 ÷ 1 W (a filamento). Il reostato *P* dovrà avere due diversi valori, a seconda delle lampade usate. Potrà essere costituito, per le tensioni più alte (110 V) da un reostato a liquido.

La taratura si effettuerà utilizzando un quadrante provvisorio di carta, in-

LA SPAGNA NON DORME: SCELTO IL SISTEMA PAL

Giovedì 23 ottobre il Ministro dell'Informazione e Turismo di Spagna, l'eccellentissimo signor Fraga Iribarne, ha dichiarato che il Governo ha scelto il sistema PAL per le trasmissioni di TV a colori. Il Governo spagnolo ha adottato tale decisione durante il Consiglio dei Ministri avvenuto appunto il 23 ultimo scorso.

Nel testo dell'annuncio si diceva che si prevede l'inizio delle emissioni 18 mesi dopo un nuovo comunicato che si renderà pubblico "al momento opportuno".

Dopo questa decisione, la posizione dell'Italia verso la TV a colori rimane poco chiara. Nell'Europa Occidentale l'Italia, tante volte in prima posizione nel campo della tecnica elettronica, resta purtroppo l'ultima a prendere una decisione dal punto di vista tecnico.

Si può credere che le ragioni politiche siano le uniche che fermano questa decisione.

Quando si potrà sapere la via scelta dall'Italia?

cominciando dalla portata più bassa (10 V) nel seguente modo:

1) regolare gli strumenti indicatori esattamente sullo zero;
2) mettere in circuito le lampade a 12 V;
3) regolare il reostato *P* fino ad ottenere il fondo scala del voltmetro 50 Hz (10 V);
4) regolare il generatore RF fino ad ottenere l'uguaglianza di luminosità delle due lampade;
5) regolare il condensatore semifisso *C2* fino ad ottenere il fondo scala nel voltmetro a RF da tarare; se non fosse possibile ottenere l'esatto fondo scala con la sola regolazione del *C2*, occorrerà regolare la capacità fissa *C1* aggiungendo o togliendo qualche spira;
9) ripetere l'operazione per 2 V e poi per 3 V;
10) cambiare le lampade, inserendo di nuovo quelle a 12 V; operare come si è già fatto per le tensioni fino a 3 V, in modo da segnare sul quadrante tutte le tensioni fino a 10 V. Questa operazione, naturalmente dovrà essere fatta con cura.

Il quadrante così segnato dovrà essere smontato e completato con le graduazioni intermedie, da disegnare in base ad una suddivisione semplicemente grafica (usando un compasso preciso). Per semplificare questa operazione, se non si dispone di un'adeguata attrezzatura per la suddivisione centesimale, consiglio la suddivisione d'ogni volt in quattro parti, perfettamente

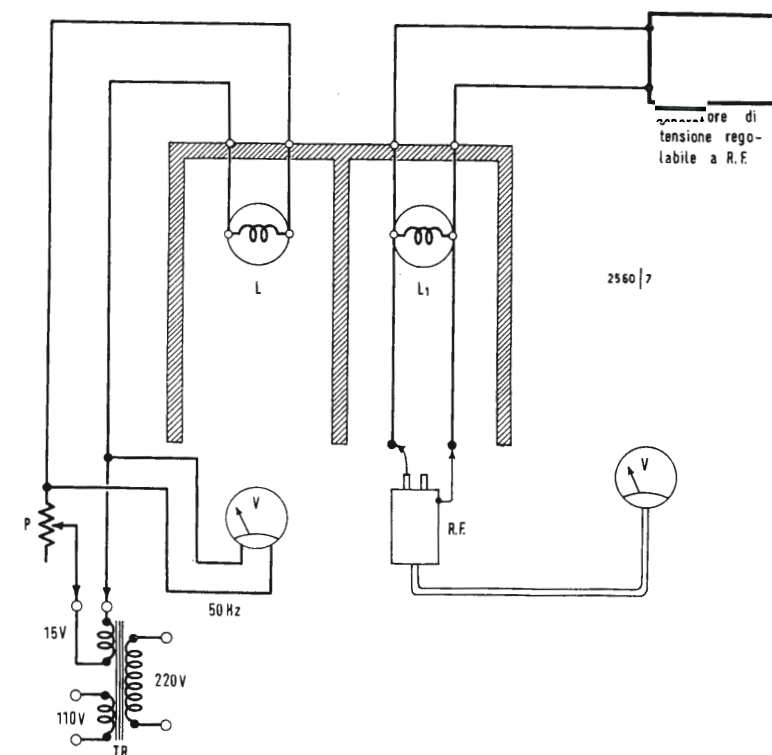



Fig. 4 - Dispositivo per la taratura del voltmetro RF mediante la valutazione della luminosità di due lampade. Queste sono collocate in una piccola scatola e separate da uno schermo. Per eliminare errori di valutazione, la luminosità potrà essere misurata mediante un fotometro posto ad uguale distanza rispetto a ciascuna lampada, prima misurando la luminosità della lampada « campione », poi, spenta questa, la luminosità della lampada a RF, regolandola in modo che il fotometro indichi il medesimo valore.

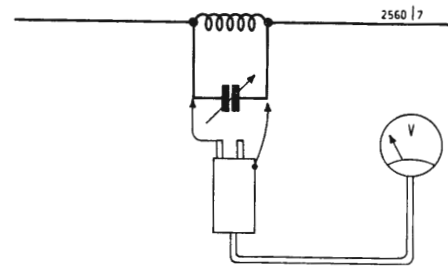



Fig. 5 - Il voltmetro usato come « misuratore di campo », per campi relativamente intensi, munito di circuito risonante a doppio stilo.

6) mettere in circuito le lampade a 3,5 V;
7) tarare ora la scala in volt; regolare a tale scopo il *P* in modo da ottenere nel voltmetro 50 Hz una tensione a RF di 1 V; regolare il generatore a RF fino ad ottenere che la lampada a RF abbia la stessa luminosità della lampada a 50 Hz;
8) a questo punto, accertatisi che le due lampade abbiano la identica luminosità, segnare accuratamente sul quadrante la posizione dell'indice per 1 V RF;

sufficiente per gli usi correnti, ed avente anzi il vantaggio di una più comoda lettura. La distribuzione delle tensioni sul quadrante risulterà quasi lineare.

Si noti: siccome la distribuzione delle tensioni sulla scala è praticamente uguale sia per la portata bassa, sia per quella alta, per l'alta tensione (100 V) basterà regolare esattamente il fondo scala, agendo sul semifisso *C5*, ed eventualmente aggiustando poi di nuovo le capacità *C3* e *C5*, come s'è detto al punto 5) riguardo al *C1*.

Siccome le regolazioni dei due rami

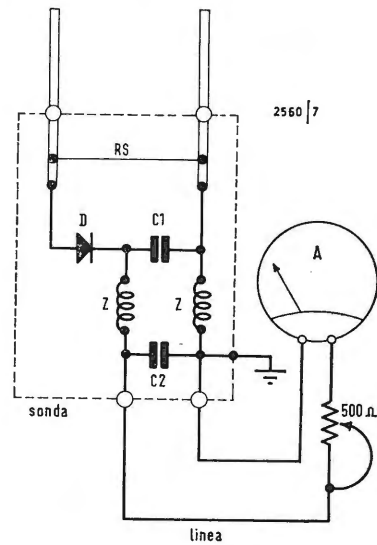



Fig. 6 - Circuito dell'amperometro RF. Si noti: le impedenze Z non devono risuonare nella gamma in cui lo strumento è utilizzato. Per la gamma 3 ÷ 30 MHz si possono utilizzare due impedenze del tipo N. 558 Geloso. Lo strumento A è stato indicato di 1 mA-100 mV, ma per diminuire il consumo di potenza nello shunt RS è consigliabile usare lo strumento che vada a f.s. con una tensione più bassa (anche se con una corrente più alta di 1 mA) per esempio di 50 o di 25 mV (per una corrente fino a 2,5 mA).

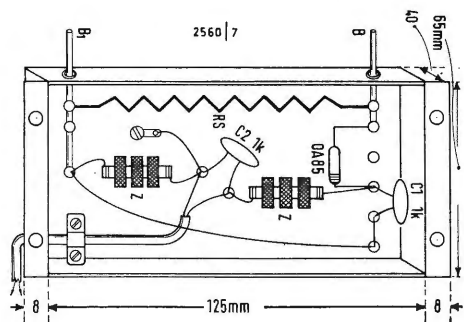



Fig. 7 - Amperometro RF. Posizione topografica dei componenti. Lo shunt RS è costituito da un filo di costantana di conveniente diametro (o di più fili in parallelo) in modo da ottenere il valore resistivo richiesto dal tipo di strumento usato. Si noti: se il terminale B1 risulterà collegato ad un punto di massa del circuito sotto misura, le impedenzine Z potranno essere omesse. Esse sono necessarie, per esempio, quando l'amperometro è inserito all'entrata di un'antenna a dipolo aereo.

sono interdipendenti, come s'è già detto, dopo avere tarato il fondo scala per i 100 V occorrerà controllare di nuovo il solo fondo scala della portata 10 V; si noterà che il valore indicato sarà variato. Si effettuerà quindi un nuovo ritocco del semifisso $C2$. Si tornerà poi a controllare di nuovo il fondo scala per i 100 V, e si noterà che anch'esso è variato; occorrerà quindi un leggero ritocco del $C5$, che renderà necessario ancora un ritocco del $C2$, questa volta però molto leggero. Con successivi ritocchi sempre più piccoli, dunque, sarà possibile ottenere una buona precisione sulle due portate.

2.2. - A quali usi serve il voltmetro a RF

Come s'è già detto, oltre che alla misura di tensioni a RF il voltmetro descritto serve ottimamente anche alla valutazione di impedenze e di potenze, quando si conoscano le intensità di corrente relative. A tale scopo può servire l'amperometro che descriveremo qui di seguito. Il voltmetro, inoltre, può essere usato per controllare se in un circuito, o agli elettrodi di un tubo elettronico o di un transistore esistano oscillazioni a RF. Data la elevata sensibilità del voltmetro, infine, esso può essere usato in certi casi persino come misuratore di campo, se adeguatamente collegato ad un adatto circuito risonante sia con bobina a forma di telaio, sia con bobina munita di antenna bilanciata a forma di stilo doppio (fig. 5).
Si tenga però presente che la taratura varia, entro certi limiti, con il variare della frequenza; questa variazione può essere trascurabile entro una certa gamma, ma l'entità di essa dipende molto dal modo con il quale i particolari dei partitori di tensione sono fatti. Si raccomanda soprattutto l'accurata schermatura e di effettuare la taratura con la scatoletta della sonda regolarmente chiusa, come s'è già detto.

3. - AMPEROMETRO RF - PORTATA 5 A

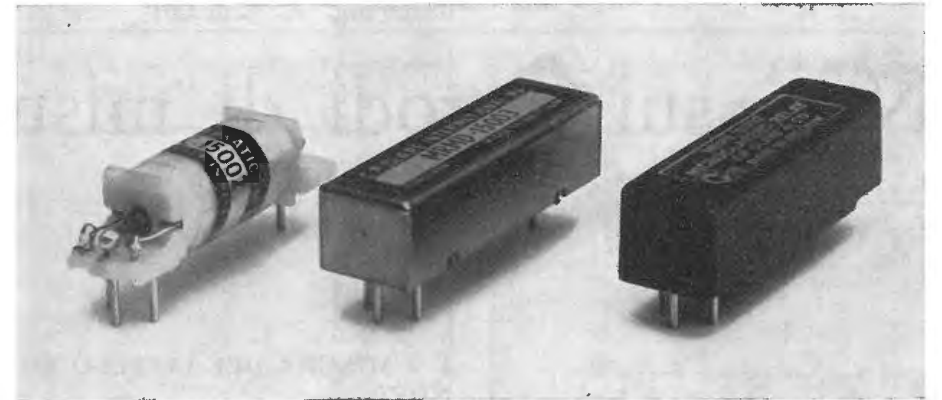
Anche la sonda per l'amperometro RF è costituita da una scatoletta schermante di piccole dimensioni (vedi fig. 7); in essa è sistemato il circuito rivelatore (fig. 6) formato da una resistenza di shunt RS, ai capi della quale si forma, in virtù della corrente RF circolante, una d.d.p.: di un diodo Philips 0A85; di un condensatore $C1$ di circa 1000 pF; di due impedenzine Z aventi la funzione di bloccare la corrente a RF; di un condensatore $C2$ di 1000 pF circa collegato in parallelo alla linea di collegamento con lo strumento indicatore A. Questo è un milliamperometro 1 mA - 100 mV f.s., ma meglio sarebbe se si potesse utilizzarne uno a 50 mV f.s., che richiede un minore spreco di potenza $I^2 \cdot R$ nello shunt.
Lo shunt RS per uno strumento di 100 mV f.s. deve essere di circa 0,1 Ω (consumo per il fondo scala di 5 A=5²·0,1=2,5 W); per uno strumento di 50 mV deve essere di circa 0,05 Ω (consumo a f.s. per 5A=5²·0,05=1,25W).
La taratura esatta a fondo scala per 5 A si farà collegando in serie allo strumento indicatore una resistenza di caduta R (od anche un piccolo reostato semifisso 0÷500 Ω).
I terminali per il collegamento sono costituiti da due boccole isolate B e $B1$ nelle quali si potrà introdurre due spinotti separati (smontati da una comune spina-luce) ai quali, eventualmente, si potrà saldare due pinzette. È però sempre consigliabile effettuare il collegamento col circuito sotto misura mediante la saldatura diretta degli spinotti.

3.1. - Taratura

La taratura potrà essere fatta, ovviamente, collegando la sonda RF in serie ad un amperometro campione. Non disponendo però di questo, consiglio di effettuare la taratura usando un amperometro a frequenza industriale 50 Hz al posto di quello campione a RF, e una corrente pure a 50 Hz. Durante la taratura, il condensatore $C1$ della sonda dovrà essere sostituito con uno da 10 μF/25 V (tipo catodico o simile) naturalmente rispettando la polarità. In pratica ho potuto constatare che la differenza di taratura fatta in questo modo, rispetto a quella effettuata con un amperometro RF, è trascurabile per gli usi correnti, ed essa è dovuta in gran parte alla variazione apportata dalle capacità parassite e in particolare dalla qualità dell'isolante delle boccole.

3.2. - Usi dell'amperometro

Oltre che per la misura delle intensità di corrente entro un'ampia gamma a RF, questo amperometro consente, in unione al voltmetro RF, misure di impedenza e di potenza calcolando tali parametri mediante le semplici formulette già indicate.
Esso, inoltre, può servire a misurare la corrente d'antenna tenendo la sonda inserita direttamente all'entrata dell'antenna stessa e lo strumento indicatore sistemato vicino all'apparecchio trasmettitore. La linea di collegamento tra sonda e strumento A può essere lunga anche molte diecine di metri, e cioè fino a che lo consente la caduta di tensione nei conduttori di essa. La tensione «disponibile» per la caduta è teoricamente pari a circa 0,4 V nel caso del milliamperometro 1 mA - 100 mV, e di circa 0,2 V nel caso di un milliamperometro 1 mA - 50 mV f.s. La caduta, ovviamente, è in rapporto al consumo del milliamperometro.

Relè Reed miniaturizzati per circuiti stampati

La Clare offre una serie di relé incapsulati Microclareed estesa e versatile. Il dettagliato catalogo illustra in modo completo le caratteristiche tecniche dei relé MRMC con bobina in aria, MRMD con bobina protetta da un coperchio metallico e MRME incapsulati in resina ipossidica.
Questi relé hanno una capacità di rottura di 10 VA (valori massimi in tensione 200 Vcc, in corrente 750 mA), tempi di intervento entro il millisecondo e possono essere pilotati da transistor DTL o TTL. La serie sensibile offre possibilità di pilotaggio con potenze inferiori a 35 mW, mentre la serie standard può essere pilotata con potenze inferiori a 80 mW (1 contatto normalmente aperto: 1 A).
Prove di tensione a 500 V od a 2 kV fra bobina e contatti offrono ottime garanzie per la separazione dei circuiti.
Ove sia richiesta l'utilizzazione con basse tensioni termiche (termocoppie, rivelatori di tensioni meccaniche, ecc.) viene garantita una tensione massima di 35 μV fra contatti aperti.
I relé utilizzati per commutare carichi resistivi sfruttando la potenza massima garantita del contatto, hanno funzionato oltre 10^7 operazioni e la resistenza finale di contatto è risultata inferiore a 100 milliohm (condizioni di prova 24 Vcc, 420 mA).
I vari tipi di relé sono disponibili fino a 5 contatti normalmente aperti (5A), 2 contatti normalmente chiusi (2B), oppure 2 contatti normalmente aperti più 2 contatti normalmente chiusi (2A + 2B).
I tipi di uso più frequente sono disponibili da magazzeno. *(cl)*

Direttamente dalla tastiera al nastro magnetico. La Honeywell lancia sul mercato europeo le unità Keytape

Con il marchio registrato « Keytape » è stato da poco lanciato dalla Honeywell, su tutti i mercati europei, una unità destinata a rivoluzionare i sistemi finora usati per l'immissione dei dati negli elaboratori elettronici.
L'unità Keytape è stato il primo, fondamentale passo verso l'abolizione completa delle schede perforate, che hanno costituito, finora, il maggior intralcio alle fantastiche velocità operative dei moderni elaboratori.
Le unità Keytape sono provviste di una tastiera che consente il trasferimento diretto dei dati dal documento originale al nastro magnetico. Naturalmente il nastro magnetico usato dal Keytape è lo stesso che viene poi applicato sulle unità a nastro dell'elaboratore. Non essendo condizionate da velocità meccaniche ed automatizzando al massimo la correzione degli errori, le unità Keytape consentono di aumentare la produttività nella misura del 30 % e più, rispetto alle perforatrici e verificatrici tradizionali, con un risparmio del 10-15 % solo in canone e spese di personale. Altre notevoli riduzioni di costi operativi verranno dall'eliminazione delle schede e degli accessori e dalla soppressione del passaggio dei dati dalle schede al nastro magnetico. Basti pensare che una bobina di nastro, riutilizzabile indefinitamente, può contenere un numero di informazioni pari a quello di 36.000 schede perforate, non più ricuperabili per altre applicazioni.
Le unità Keytape, che generano nastri utilizzabili direttamente dalla maggior parte dei calcolatori esistenti, sono disponibili in due serie: la serie K-700 per nastri a 7 piste e la serie K-900 per nastri a 9 piste.
Ogni serie è composta da un'unità base che svolge le seguenti funzioni: introduzione, verifica e ricerca di dati, introduzione e verifica di programma. Altri modelli consentono, oltre alle funzioni di base, funzioni particolari che aprono nuove prospettive per molteplici applicazioni: la lettura di schede perforate, la trasmissione a distanza, l'accodamento off-line di più nastri su un unico nastro, la stampa off-line dei dati su nastro, le totalizzazioni parziali e la verifica della cifra di controllo.
Sono inoltre possibili anche combinazioni tra queste diverse caratteristiche; complessivamente saranno quindi disponibili sul mercato italiano 36 diversi modelli di Keytape, che contribuiranno ad estendere il successo già ottenuto dalla Honeywell sul mercato italiano con i calcolatori della Serie 200. *(c. i.h.)*

(*a cura dell'ing. Antonio Nicolich*)

dott. ing. A. Contoni

Note sui metodi di misura del livello sonoro*

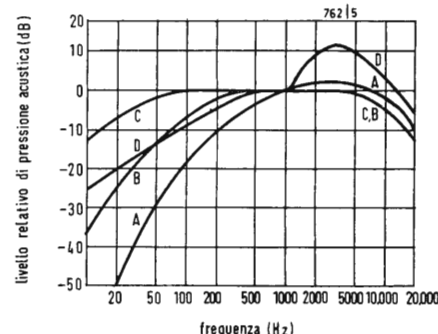



Fig. 1 - Curve pesatrici standard internazionali *A*, *B* e *C* per misuratori di livello sonoro. E' anche riportata la curva *D*-ponderatrice proposta per valutare il rumore di aerei a reazione.

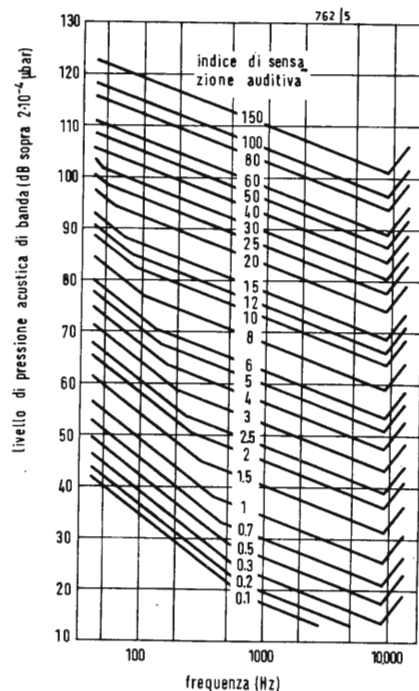



Fig. 2 - Curve per determinare gli indici di sensazione auditiva usati nel metodo di Stevens per calcolare la sensazione auditiva.

1. - MISURA DEL LIVELLO SONORO

Il primo tentativo di misurare l'intensità dei suoni risale a molto tempo fa nella forma del misuratore del livello del suono. In questo strumento, la pressione acustica viene trasformata in tensione da un microfono, una rete ponderatrice modella la tensione per tener conto della risposta in frequenza dell'orecchio; un voltmetro a valore quasi efficace con scala logaritmica indica il livello ponderato della pressione acustica.

Recentemente si sono stabilite tre possibili curve di pesatura per i misuratori di livello sonoro. Queste curve sono chiamate *A*, *B* e *C* e sono specificate nelle Raccomandazioni IEC 123 e 179 e nell'U.S. Standard S 1,4 - 1961. I risultati delle misure sono dati in dB (*A*), dB (*B*) e dB (*C*).

Negli ultimi tempi, è stata proposta la nuova curva *D* per la misura del rumore degli aerei a reazione. La curva *D* tende ad acquistare credito appo gli esperti di acustica e perciò è stata considerata dal comitato IEC. La fig. 1 mostra le quattro curve ponderatrici.

I misuratori di livello sonoro hanno il pregio della semplicità, ma cominciano a creare difficoltà quando sono esposti a suoni complessi di piú note contemporanee. È noto che una rete a larga banda non può pesare una nota di bassa frequenza ad alto livello e contemporaneamente una nota di alta frequenza a basso livello, in modo corretto. In un caso caratteristico, ad es., un misuratore di livello acustico ha dato un'indicazione di 110 dB (*A*) per una nota a 1 kHz e ha fornito la stessa indicazione per un segnale a larga banda costituito da un'onda quadra dissimmetrica più un'onda sinoidale. Le reali sensazioni auditive computate col metodo di Zwicker applicato nel modo più preciso possibile (descritto nel seguito di questo articolo) erano 128 son per la nota pura e 340 son per il segnale a larga banda. I corrispondenti livelli di sensazione auditiva sono 110 phon e 124 phon rispettivamente. La differenza di 14 phon rappresenta un errore dell'indicazione dB (*A*).

I misuratori di livello dei suoni non sono adatti neanche per il mascheramento e, salvo i misuratori di livello di suoni a impulsi HP8052A e HP8062A non sono utili per misurare la sensazione auditiva prodotta da suoni impulsivi.

2. - METODO DI STEVENS PER CALCOLARE LA SENSAZIONE AUDITIVA

La nozione fondamentale in qualsiasi procedimento per il calcolo della sensazione auditiva è la somma delle sensazioni auditive parziali.

Con il metodo di Stevens, si determinano le sensazioni auditive parziali per mezzo di famiglie di curve (fig. 2) da livelli sonori, che vengono misurati in bande di frequenze di 1 ottava, di 1/2 ottava o di 1/3 di ottava.

Queste sensazioni parziali si chiamano indici. Si tiene conto del mascheramento parziale molto genericamente moltiplicando tutti gli indici di sensazione auditiva, salvo quello con il numero più alto, per un fattore minore di 1. Si sommano le sensazioni auditive parziali così ottenute alla sensazione parziale massima per ottenere la sensazione auditiva totale. Quest'ultima è data dalla formula:

$$S = s_m + F(\Sigma s - s_m)$$

dove s_m è l'indice massimo di sensazione e Σs è la somma di tutti gli indici di sonorità. F è il fattore che tiene conto dell'effetto di mascheramento. Il suo valore è 0,3 per bande di frequenza di 1 ottava, 0,2 per bande di mezza ottava e 0,15 per bande di 1/3 di ottava.

La famiglia di curve di fig. 2 è stata ricavata dalla tabella 1 con le seguenti regole:

1) il valore dell'indice di sensazione auditiva è costante su un profilo avente la pendenza di —3 dB/ottava, salvo le modifiche previste dalle regole 2) e 3);

2) sopra 9 kHz, tutti i profili hanno la pendenza di +12 dB (ottava);

3) sotto una certa frequenza, ogni profilo ha la pendenza di —6 dB/ottava; la frequenza alla quale la pendenza varia si trova su una linea avente la pendenza di —21 dB/ottava e passa per il punto determinato da 1 kHz e dal livello di pressione nella banda di 10 dB.

Il metodo di Stevens è normalizzato nella ISO R 532 come metodo *A*.

3. - METODO DI ZWICKER PER IL CALCOLO DELLA SENSAZIONE AUDITIVA

Nel procedimento di Zwicker (ISO R 532, Metodo *B*), il campo di frequenze fra 45 Hz e 14 kHz viene diviso in bande, che approssimano le bande critiche (v. l'antenna N. 8 - 1969). Si usano filtri per scomporre il suono nei suoi componenti e si misura il livello di pressione sonora in ciascuna banda. Si rappresentano poi le sensazioni parziali in un diagramma, che tiene conto automaticamente del mascheramento parziale (fig. 3).

Poichè, normalmente non si può disporre di filtri con larghezze delle bande critiche, si è modificato il metodo in modo da usare filtri di 1/3 di ottava. In pratica, ciò non introduce imprecisione nei risultati. Misure soggettive spesso si disaccordano tra loro del ±20% o più, e questo è un errore molto maggiore della quantità di cui le analisi 1/3 di ottava differiscono dalle analisi con bande critiche. In realtà, fra 280 Hz e 14 kHz, le larghezze delle bande critiche sono molto vicine a 1/3 di ottava.

Sotto 280 Hz, ISO R 532 richiede che i suoni siano raggruppati in due bande di larghezza un'ottava e in una banda di 2/3 di ottava. Allora la gamma acustica viene suddivisa da 20 filtri, due dei quali hanno larghezze di banda 1 ottava, uno avente larghezza di banda 2/3 di ottava, e 17 aventi larghezze di

(*) Rielaborato da Application Note 100, Acoustics Handbook, Hewlett-Packard.

Tabella 1 - Indici di sensazione auditiva a 1 kHz

Livello di pressione di banda —dB	Indice di sensazione auditiva	Livello di pressione di banda —dB	Indice di sensazione auditiva
18	0,10		
19	0,14		
20	0,18	70	8,8
21	0,22	71	9,3
22	0,26	72	9,9
23	0,30	73	10,5
24	0,35	74	11,1
25	0,40	75	11,8
26	0,45	76	12,6
27	0,50	77	13,5
28	0,55	78	14,4
29	0,61	79	15,3
30	0,67	80	16,4
31	0,73	81	17,5
32	0,80	82	18,7
33	0,87	83	20,0
34	0,94	84	21,4
35	1,02	85	23,0
36	1,10	86	24,7
37	1,18	87	26,5
38	1,27	88	28,5
39	1,35	89	30,5
40	1,44	90	33,0
41	1,54	91	35,3
42	1,64	92	38,0
43	1,75	93	41,0
44	1,87	94	44,0
45	1,99	95	48
46	2,11	96	52
47	2,24	97	56
48	2,38	98	61
49	2,53	99	66
50	2,68	100	71
51	2,84	101	77
52	3,0	102	83
53	3,2	103	90
54	3,4	104	97
55	3,6	105	105
56	3,8	106	113
57	4,1	107	121
58	4,3	108	130
59	4,6	109	139
60	4,9	110	149
61	5,2	111	160
62	5,5	112	171
63	5,8	113	184
64	6,2	114	197
65	6,6	115	211
66	7,0	116	226
67	7,4	117	242
68	7,8	118	260
69	8,3	119	278
		120	298

Fig. 3 - Diagramma di Wicker con la curva rappresentante l'analisi di un suono. La sensazione auditiva totale è data dall'area sottesa dalla curva (linea tratteggiata).

banda 1/3 di ottava. Si tiene conto delle differenze nelle densità di sensazione auditiva di banda risultanti dall'uso dei filtri 1/3 di ottava invece di filtri a banda critica, mediante piccole variazioni nella scala del diagramma di Zwicker.

Esistono otto diversi diagrammi di Zwicker; quattro per campi acustici frontali di differenti livelli massimi di pressione sonora, e quattro per campi diffusi di livelli diversi.

Una volta scelto il diagramma adatto, si rappresentano sul diagramma i livelli di pressione acustica 1/3 di ottava come linee orizzontali fra i limiti di frequenza delle bande appropriate. Allo stesso modo, si introducono i livelli calcolati dai livelli 1/3 di ottava nelle tre bande più basse. Si ottengono così 20 linee orizzontali sul diagramma. Al limite di frequenza superiore di ciascuna banda, si disegnano altre linee parallelamente alle linee tratteggiate ausiliarie contenute nel diagramma. In tal modo si ottiene un diagramma di tono soggettivo di densità di sensazione auditiva, la cui area totale dà la sensazione auditiva totale. In fig. 3 è riportato un esempio. La sensazione del suono rappresentata in fig. 3 calcolata con questo procedimento è risultata uguale a:

$S_{GF} = 79$ son$_{GF}$ o $L_{SGF} = 103$ phon.

(Il pedice GF indica analisi con banda critica e per un campo acustico frontale).

Il metodo di Wicker è valido per suoni impulsivi, quanto per suoni uniformi. Se si usa un voltmetro a valore efficace per indicare i livelli di banda critica o i livelli di banda 1/3 di ottava per suoni a impulsi, esso deve avere una grande capacità di fattore di cresta e un tempo d'integrazione di circa 100 ms, che è, grosso modo, il valore della costante di tempo dell'orecchio.

4. - METODO DI KRYTER PER CALCOLARE LA FASTIDIOSITÀ

Il metodo di Kryter approssima soggettivamente la disturbanza percepita piuttosto che la sensazione auditiva. In questo metodo, il livello di molestia percepito di un dato suono è numericamente uguale al livello di pressione sonora di un suono di riferimento che viene giudicato dagli ascoltatori ugualmente disturbante del suono dato. Il suono di riferimento è una banda di disturbo distribuito, di larghezza 1 ottava e centrato su 1 kHz. In confronto al metodo di Stevens, si trova che il metodo di Kryter segnala il maggior contributo delle frequenze più alte al fastidio di un suono, e pondera le frequenze più alte più gravemente.

Invece dell'indice di sensazione auditiva di Stevens, si introduce la nozione di noy per la valutazione del disturbo percepito. Il valore numerico n del disturbo percepito di un suono entro una data banda 1/3 di ottava è riferito al livello di pressione acustica L entro quella banda, dalla relazione:

$n = 10^{m(L-Lo)}$

dove m e L_0 dipendono dalla frequenza centrale della banda e dal campo di L. Nella tabella 2 sono riportati i valori di m e di L_0 e la fig. 4 rappresenta la famiglia di curve di uguale disturbo percepito. Si noti che la curva ponderatrice D di fig. 1 è l'inverso della curva 40 noy di fig. 4.

Il metodo di Kryter tiene conto del mascheramento allo stesso modo del metodo di Stevens. Allora il fastidio totale percepito PN si calcola con la relazione:

$PN = n_m + 0,15\,(\Sigma\, n - n_m)$

dove n_m è il valore massimo della molestia percepita misurato nelle varie bande e $\Sigma\, n$ è la somma dei valori del disturbo percepito in tutte le bande. Il disturbo totale percepito PN è riferito al livello di disturbo percepito L_{PN}, dalla relazione:

$PN = 2^{(L_{PN}-40)/10}$

Il livello di disturbo percepito si esprime comunemente in PN dB.

Prove soggettive hanno dimostrato che il livello di disturbo percepito è maggiore per suoni costituiti da fruscio più o meno distribuito e da note permanenti relativamente intense o da energia a banda stretta, rispetto ai suoni formati solo da fruscio, anche se il livello di energia totale dei due suoni è lo stesso. Si deve perciò apportare una correzione C di tono al livello di disturbo percepito L_{PN} per ottenere il livello di disturbo percepito corretto in tono L_{TPN} per un suono avente componenti costituiti da note. La correzione di nota, che può assommare a 7 dB, si determina mediante un calcolo di tutti i livelli di banda 1/3 di ottava nel campo da 80 Hz a 10 kHz.

L'effetto soggettivo totale di un evento sonoro come il sorvolo di un aereo, dipende non solo dal livello massimo di disturbo percepito corretto in tono $L_{TPN\ max}$ durante l'evento, ma dalla storia nel tempo del rumore.

Fig. 4 - Curve per la determinazione della disturbanza di bande sonore, usate nel metodo di Kryter per calcolare il disturbo percepito.

Tabella 2 - Coefficienti di disturbo percepito

Frequenza centrale di banda Hz	Campo inferiore di L			Campo superiore di L		
	L	n	L_0	L	n	L_0
50	64–91	0,04348	64	92–150	0,03010	52
63	60–85	0,04057	60	86–150	0,03010	51
80	56–85	0,03683	56	86–150	0,03010	49
100	53–79	0,03683	53	80–150	0,03010	47
125	51–79	0,03534	51	80–150	0,03010	46
160	48–75	0,03333	48	76–150	0,03010	45
200	46–73	0,03333	46	74–150	0,03010	43
250	44–74	0,03205	44	75–150	0,03010	42
315	42–94	0,03068	42	95–150	0,03010	41
	Campo completo di L					
400				40–150	0,03010	40
500				40–150	0,03010	40
630				40–150	0,03010	40
800				40–150	0,03010	40
1000				40–150	0,03010	40
1250				38–148	0,03010	38
1600				34–144	0,02996	34
2000				32–142	0,02996	32
2500				30–140	0,02996	30
3150				29–139	0,02996	29
4000				29–139	0,02996	29
5000				30–140	0,02996	30
6300				31–141	0,02996	31
	Campo inferiore di L			Campo superiore di L		
8000	38–47	0,04229	38	48–144	0,02996	34
10000	41–50	0,04229	41	51–147	0,02996	37

Fig. 5 - Curve dei valori limiti per il rumore.

Per tener conto dell'influenza del tempo, si adotta il livello efficace di disturbo percepito corretto in tono L_{ETPN}, che è definito dalla relazione:

$$L_{ETPN} = 10 \log \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{+\infty} 10^{L_{TPN}/10}\, dt \ \text{dB}$$

dove L_{TPN} è il livello di disturbo percepito corretto in tono istantaneo e T_0 è una costante di normalizzazione (10 secondi per le misure di rumore degli aerei). Per computi pratici, il livello L_{ETPN} del sorvolo di un aereo può essere determinato dalla relazione:

$$L_{ETPN} = 10 \log \frac{1}{20} \ \Sigma_i\, 10^{L_{TPNi}/10} \ \text{dB}$$

dove L_{TPNi} è il livello di disturbo percepito corretto in tono istantaneo negli intervalli di tempo i, e i sono gli intervalli di 0,5 secondi durante i quali L_{TPN} è sopra un certo valore inferiore al livello massimo di disturbo percepito corretto in tono. Questo « certo valore » dipende dagli apparati di misura. In nessun caso, deve essere minore di 10 dB sotto il livello massimo di disturbo percepito corretto in tono. D'altro canto, non c'è necessità di porre il limite oltre 20 dB sotto, perchè a questo punto, la differenza fra le due relazioni date sopra diviene trascurabile.

Il più recente procedimento di calcolo del livello di disturbo effettivo percepito corretto di tono richiede un sistema automatico di elaborazione dei dati.

Per le misure correnti di tutti i giorni si può adottare un sistema più semplice, se si possono trascurare le correzioni in tono.

In questo caso, si può ottenere un'accettabile approssimazione del livello di disturbo percepito L_{PN} usando la relazione:

$$L_{PN} \cong L_D + 7 \text{ dB}$$

dove L_D è il livello sonoro ponderato-D in dB.

L'approssimazione del livello efficace di disturbo percepito L_{EPN} si ottiene con la relazione:

$$L_{EPN} \cong L_{D\max} + 7 \text{ dB} + [10 \log(t_2 - t_1)/T_0] \text{ dB}$$

dove $L_{D\max}$ è il livello sonoro massimo ponderato-D durante il sorvolo di aereo e T_0 è una costante di normalizzazione avente le dimensioni di un tempo.

Per questa approssimazione $(t_2 - t_1)$ è l'intervallo di tempo durante il quale L_D è entro 10 dB del suo valore massimo e T_0 è 15 secondi.

Questi metodi sono descritti nella Raccomandazione 507 ISO il cui più recente aggiornamento è dell'aprile 1968.

5. - VALORI LIMITI PER IL RUMORE

La misura del livello sonoro con un solo numero è il modo più semplice di valutare il disturbo associato a macchine, costruzioni, aeroplani, traffico etc. I valori limiti del rumore ci offrono una guida circa l'interferenza di tali rumori nelle comunicazioni parlate e nel fastidio provocato. L'analisi delle frequenze di un disturbo aiuta a limitarlo. Tale analisi è essenziale se si devono valutare efficacemente i provvedimenti per ridurre i disturbi. Attualmente ci sono metodi che effettuano l'analisi in frequenza in termini di 2 e di 3 ottave.

Uno di questi metodi richiede l'uso delle curve limiti di disturbi riportate in fig. 5

Lo spettro di fruscio misurato viene confrontato alle curve, per cui si può identificare la particolare banda di frequenze, che più contribuisce al rumore.

Questo speciale metodo richiede una analisi del rumore in bande di 1 ottava.

Il valore limite N del rumore è il numero della curva, che sta proprio sopra lo spettro. Dalla fig. 5 si vede che per la banda di 1 ottava centrata a 1 kHz, il numero limite di rumore N è uguale al livello di pressione sonora di banda di 1 ottava in dB. Per le altre bande di 1 ottava, N può essere calcolato con la relazione:

$$L = a + bN$$

dove L è il livello di pressione acustica di banda di 1 ottava per la banda di 1 ottava in questione e a e b sono coefficienti dati dalla tabella 3.

Tabella 3 - Coefficienti a e b della relazione L = a + bN in funzione delle frequenze centrali delle bande di 1 ottava.

Frequenza centrale della banda di 1 ottava Hz	*a* dB	*b* dB
63	35,5	0,790
125	22,0	0,870
250	12,0	0,930
500	4,8	0,974
1000	0	1,000
2000	—3,5	1,015
4000	—6,1	1,025
8000	—8,0	1,030

Nuovi programmi Telefunken in Italia

Il primo settembre a Milano (nella nuova sede Telefunken di Cinisello) e il due settembre a Roma (in un grande albergo della capitale), si sono avuti due importanti incontri tra i massimi dirigenti della Telefunken e le forze di vendita della Casa tedesca in Italia.

Nelle due riunioni è stata presentata ufficialmente tutta la gamma dei nuovi prodotti Telefunken, ricca ormai di oltre 70 modelli tra televisori, radio, impianti stereo, registratori e giradischi.

Con l'entrata sul mercato italiano di questa nuova, vasta gamma di modelli, la Telefunken tende a riconfermare la propria posizione, anche nel nostro paese, di azienda leader nel settore dei beni di consumo elettronici.

Ludovico De Luca

Appunti sulla percezione del rumore

1. - INTRODUZIONE

Quando si parla della percezione uditiva, comunemente si pensa che il primo posto spetti di diritto ai segnali sinusoidali puri, seguiti dai segnali periodici in genere (serie regolari d'impulsi), mentre il rumore, spesso confuso con il disturbo, viene lasciato per ultimo o trascurato del tutto. Quest'ordine di precedenza si basa sul preconcetto, tuttora largamente diffuso, che ogni segnale acustico risulti sempre dalla somma di più sinusoidi e che, conseguentemente, l'analisi compiuta nell'orecchio consista principalmente nella scomposizione del segnale nelle frequenze che lo compongono. Passando al campo pratico, tuttavia, è facile rendersi conto che, tra i vari stimoli acustici generati direttamente attorno a noi nel corso di una giornata, escludendo cioè quelli riprodotti da altoparlanti, il rumore è di gran lunga il più importante, seguito dalle serie regolari d'impulsi, mentre i segnali sinusoidali sono quasi trascurabili.

Un esame del meccanismo con cui avviene la percezione del rumore appare quindi giustificato. Tale esame ci permetterà di dare anche uno sguardo ai vari tipi di segnali composti unicamente o prevalentemente dal rumore, compreso il segnale vocale.

A questo punto è forse opportuna qualche precisazione sui termini *suono* e *rumore*: il primo termine viene usato da una buona metà dei dizionari per indicare qualsiasi segnale fisico capace di dare una sensazione acustica (nonchè la sensazione stessa), mentre per l'altra metà il suono è quel segnale che dà una sensazione gradevole, in contrapposizione appunto al rumore, la cui sensazione è sgradevole. Vi sono delle buone ragioni per utilizzare qui la seconda definizione, opportunamente corretta. Uno stimolo acustico generico, cioè, verrà chiamato *suono* solo quando è tale da dar luogo ad una percezione tonale e verrà chiamato *rumore* in caso diverso.

Chiameremo inoltre rumore anche quella parte dei segnali misti che, da sola, non potrebbe dar luogo alla percezione tonale.

Allo scopo di evitare troppe ripetizioni, infine, considereremo già noti i sistemi di percezione dei segnali periodici, esaminati in precedenti articoli apparsi in questa rivista, particolarmente quelli dedicati alla percezione della tonalità.

2. - IMPULSI SINGOLI

Affrontando il problema della percezione dei toni abbiamo visto a suo tempo che la soluzione teorica doveva essere scelta in modo tale da accettare i toni e rifiutare il più possibile la simulazione da parte degli stimoli acustici transitori in genere. Il sistema di percezione $F3$, in particolare, soddisfa questa condizione per mezzo di opportuni circuiti di coincidenza, realizzati mediante più rivelatori disposti lungo il canale cocleare dell'orecchio interno. Come risultato, ciascun circuito di coincidenza risponde unicamente alla presenza del tono che esso deve riconoscere, mentre resta insensibile al passaggio di tutti gli *altri* toni nel canale cocleare, nonchè ai transitori che compaiono all'inizio e alla fine di *questi*.

Tutto ciò non vuol dire che il sistema di percezione debba rivelare *unicamente* i toni. Se così fosse, esso sarebbe di scarsa utilità pratica: l'audiogramma a regime sinusoidale risulterebbe ottimo, ma non potremmo sentire un colpo di fucile.

Il riconoscimento degli impulsi singoli, evidentemente necessario, deve quindi essere effettuato in qualche parte dell'orecchio interno. Probabilmente tra una decina d'anni la trattazione generale della percezione uditiva verrà svolta cominciando proprio dagli impulsi singoli, con il vantaggio di mettere subito in evidenza la necessità di una analisi rapida della forma d'onda ricevuta, durante un unico passaggio lungo il canale cocleare. Per il momento, seguendo ancora l'ordine tradizionale, basterà dire che il riconoscimento degli impulsi singoli non richiede un sistema distinto di percezione, da aggiungere cioè a quello dei toni, ma può essere ottenuto con gli stessi dispositivi dell'orecchio interno che provvedono alla percezione tonale. La separazione tra toni e rumore impulsivo può essere svolta infatti in un secondo tempo, dopo aver utilizzato in comune il comparatore binaurale, in base alla differente *durata* dei due tipi di stimolo (fig. 1).

Il punto principale, sul quale conviene fermare ora l'attenzione, è quello di stabilire il parametro in base al quale è possibile distinguere *tra di loro* i vari impulsi singoli, allo scopo di migliorare il funzionamento del comparatore binaurale e di ottenere un'efficace separazione tra segnali e disturbi. Tale parametro evidentemente deve essere legato alla *larghezza* dell'impulso. Basta

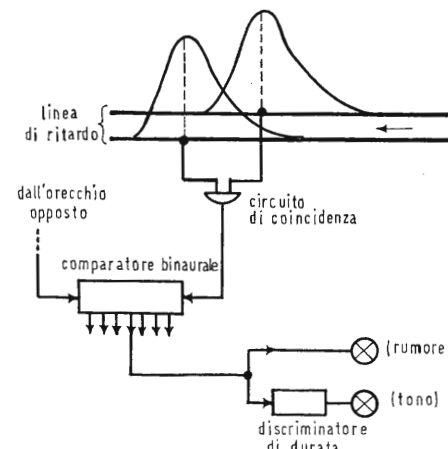



Fig. 1

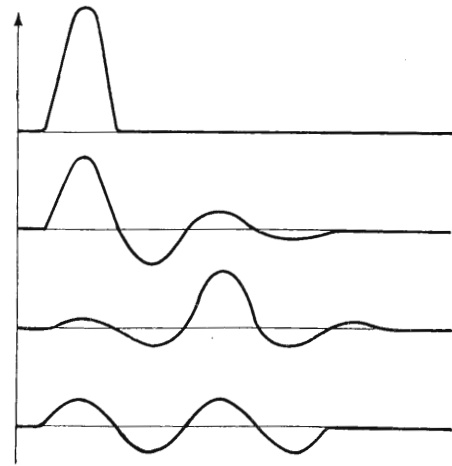



Fig. 2

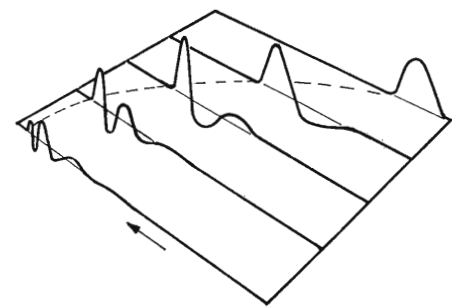



Fig. 3

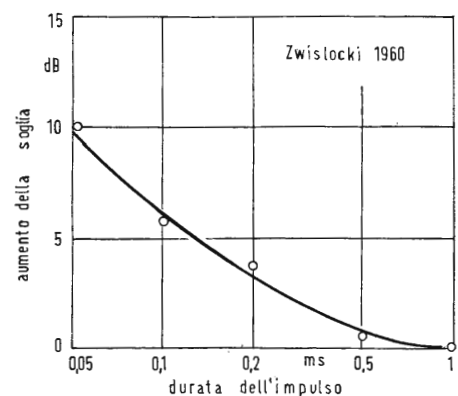



Fig. 4

pensare però che la *medesima* uscita neurale, sulla quale appare l'informazione (da trasmettere verso il cervello) relativa a un certo impulso acustico singolo, serve anche (se invece di un solo impulso sono ricevuti molti impulsi di forma sinusoidale) per indicare la presenza di un tono di una determinata frequenza, per renderci conto che il parametro più opportuno è il periodo equivalente, o meglio ancora la *frequenza equivalente*. In altre parole, possiamo dire che la ricezione di un impulso singolo viene segnalata verso il cervello da una determinata fibra del nervo acustico, quando la frequenza equivalente dell'impulso è uguale alla frequenza di quel tono che ecciterebbe quella medesima fibra (per un tempo più lungo).

Come conseguenza, due impulsi singoli aventi la stessa frequenza equivalente, seppure diversi tra di loro come forma d'onda all'origine, vengono segnalati dalle medesime fibre nervose e sono pertanto indistinguibili uno dall'altro. In fig. 2 sono indicati alcuni esempi di impulsi singoli equivalenti.

Dato che un impulso singolo può essere unipolare, si presenta subito il problema di riconoscere impulsi di entrambe le polarità. È vero che in natura gli impulsi unipolari sono quasi sempre di *compressione* (del tipo di uno sparo), ma può anche accadere di rompere il vetro di una lampadina usata, oppure di collegare a rovescio i fili di un altoparlante di alta fedeltà (operazione che trasforma tutti gli impulsi di compressione originali in altrettanti impulsi di *rarefazione*). Per risolvere questo problema vi sono due soli modi: o i rivelatori dell'orecchio interno vengono aumentati di numero, in modo che una parte di essi sia sensibile ai movimenti della membrana basilare nella direzione opposta a quella normale, oppure *tutti* gli impulsi unipolari vengono trasformati in bipolari all'interno dell'orecchio. La seconda soluzione è la più economica e contemporaneamente risulta più vantaggiosa nei riguardi dell'analisi dei singoli impulsi; per il sistema *F*3 essa è anzi l'unica accettabile.

In fig. 3 è indicata la graduale trasformazione dell'impulso durante il suo passaggio nel canale cocleare, mediante una serie di forme d'onda lungo la membrana basilare, corrispondenti a istanti diversi. Si può notare che la risonanza dell'inviluppo della forma d'onda, per gli impulsi, è molto meno pronunciata rispetto al caso dei toni. Le osservazioni di Békésy hanno infatti dimostrato nel 1949 che gli impulsi stretti viaggiano praticamente per tutta la lunghezza del canale cocleare; lo stesso parere è stato ripetuto nel 1963, sempre da Békésy, in modo ancora più esplicito.

Occorre precisare, a questo punto, che gli impulsi stretti riprodotti per mezzo di trasduttori elettroacustici, anche se di buona qualità, hanno sempre una certa tendenza a diventare più simili tra di loro di quanto non lo siano gli impulsi originali. Dagli esperimenti di J. V. Tobias e L. A. Jeffress (1962) risulta che l'effetto dovuto agli auricolari diviene relativamente grande applicando ad essi impulsi elettrici rettangolari di larghezza inferiore a 1,5 ms. Per l'applicazione di impulsi unipolari stretti all'orecchio di un soggetto sono quindi necessarie alcune precauzioni; il modo più sicuro sembra quello dell'applicazione in aria libera, mediante controllo con microfoni a larga banda.

Per quanto riguarda l'effettiva sensibilità dell'orecchio umano agli impulsi singoli, occorre inoltre tener presente che l'energia di un impulso, a parità di pressione di picco, aumenta con la larghezza (a differenza dei segnali sinusoidali, nei quali la potenza, a parità di pressione efficace, è indipendente dalla frequenza). Ciò vuol dire che la sensibilità uditiva ai toni può essere controllata in base al livello sonoro, misurato ad esempio per mezzo della sola pressione efficace, mentre la sensibilità agli impulsi singoli dovrebbe tener conto dell'energia dell'impulso effettivo, cioè di quella parte dell'impulso applicato (se questo è rettangolare o comunque di forma molto diversa da quella utile all'orecchio) che è effettiva per il riconoscimento dell'impulso singolo.

Le misure eseguite finora sulla sensibilità agli impulsi singoli, del resto piuttosto scarse, vanno quindi accettate con una certa cautela. In fig. 4 sono riportati alcuni risultati ottenuti da J. Zwislocki (1960), con impulsi rettangolari, relativamente all'aumento della soglia rispetto alla percezione di un impulso di 1 ms.

Un caso particolare di impulsi singoli consiste nel rumore transitorio. Esso compare nel passaggio brusco da un tipo di segnale (o dal silenzio) ad un tipo diverso. L'esempio più comune si verifica nella modulazione rettangolare di una sinusoide, come indicato in fig. 5. La forma d'onda *a* rappresenta il segnale modulato (o semplicemente fatto passare attraverso un interruttore statico), secondo una relazione di fase tale da produrre un forte rumore transitorio. Tale forma d'onda può essere immaginata come il risultato ottenuto dalla somma della forma d'onda *b*, adatta a produrre la sola percezione tonale alla frequenza della sinusoide, con la forma d'onda *c*, che rappresenta il rumore presente all'inizio e alla fine del segnale.

La frequenza equivalente degli impulsi (a fianco ripido) contenuti in quest'ultima forma d'onda *non* è uguale a quella del tono. Per il gruppo di rivelatori addetto a riconoscere le frequenze equivalenti di tali impulsi, quindi, gli impulsi stessi si presentano completamente isolati dal tono, come nel caso del rumore impulsivo.

Il rumore transitorio si distingue tutta-

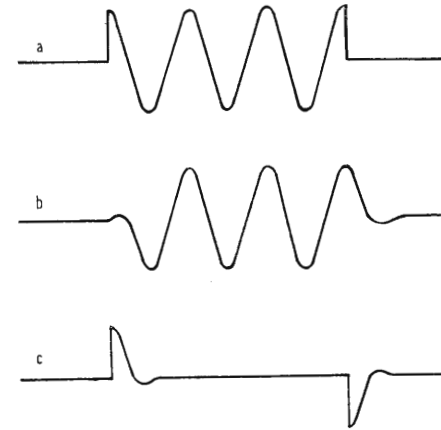



Fig. 5

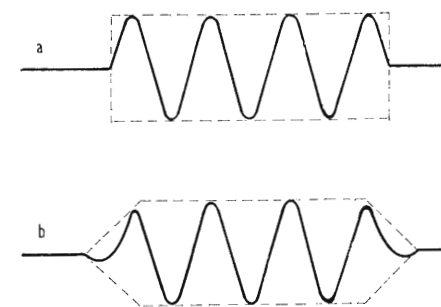



Fig. 6

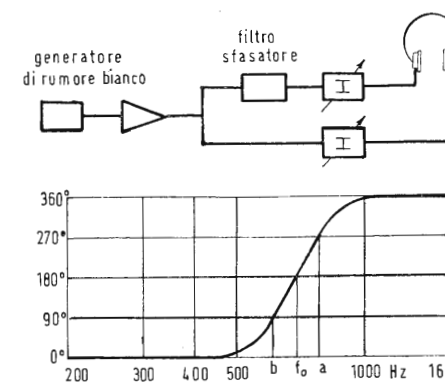



Fig. 7

via da quello impulsivo per il fatto di non rappresentare alcuna sorgente. Esso può venire ridotto, nel caso visto ora, sincronizzando i due fianchi del segnale con cui viene modulata la sinusoide, come indicato dalla curva *a* in fig. 6, oppure utilizzando fianchi molto meno ripidi per il segnale modulante, come indicato dalla curva *b* della stessa figura.

Un altro metodo per evitare la percezione del rumore transitorio, usato talvolta negli esperimenti psicoacustici, consiste infine nel mascherare questo rumore con un altro rumore stazionario più forte (ad esempio rumore bianco), ma non tanto forte da disturbare a sua volta la percezione del tono.

3. - SERIE IRREGOLARI D'IMPULSI

Una serie d'impulsi è irregolare quando gli impulsi sono differenti tra di loro, oppure sono uguali ma non equidistanti, oppure non sono nè uguali nè equidistanti. In tutti questi casi la percezione tonale è impossibile e quindi abbiamo a che fare con il rumore stazionario. Se consideriamo il caso di impulsi uguali ripetuti a intervallo irregolare, è chiaro che ciascun impulso verrà riconosciuto in base alla sua frequenza equivalente, che rimane uguale per tutti gli impulsi. L'immagine acustica di un tale stimolo, di conseguenza, sarà abbastanza ben definita sul quadro di presentazione. Il soggetto potrà facilmente individuare la direzione di provenienza dello stimolo e potrà farsi pure una certa idea sul tipo di sorgente, in base alla frequenza equivalente degli impulsi singoli che costituiscono la serie. Un esempio di questo tipo di rumore è dato dall'urto disordinato di molti oggetti uguali contro lo stesso ostacolo. Il rumore della pioggia che cade sopra una lastra metallica è uno dei casi più comuni.

Quando gli impulsi sono invece differenti uno dall'altro, l'immagine acustica si allarga (nel verso delle frequenze) in proporzione a tale differenza; finchè, nel caso del rumore bianco, essa finisce con l'occupare tutta la banda delle frequenze equivalenti. Anche in questi casi, comunque, il rumore è in grado di fornire delle informazioni utili. Il rumore caratteristico delle consonanti tedesche *h*, *ch* e *sch* (che i linguisti chiamano *suono*), ad esempio, è ben riconoscibile da quello della comune *f* e della *s* sorda, sebbene si tratti in tutti i casi di serie irregolari d'impulsi, analogamente al rumore del fuoco e al rumore bianco.

Quest'ultimo tipo di rumore, per definizione, fornisce un'immagine acustica ugualmente distribuita nel quadro di presentazione, priva cioè di qualsiasi addensamento che possa somigliare in qualche modo a una tonalità. Ciononostante, l'esperimento di W. H. Huggins (1953) ha dimostrato che, in certe condizioni, un soggetto può percepire una tonalità per mezzo dell'applicazione del solo rumore bianco a ciascuno dei due orecchi. L'esperimento è stato in seguito ripetuto e studiato da vari altri sperimentatori, tra i quali E. M. Cramer (1958), J. C. R. Licklider (1960), N. I. Durlach (1962) e Békésy (1963).

Il segnale prodotto da un generatore di rumore bianco viene applicato, a livello opportuno, direttamente ad un orecchio del soggetto. Nell'orecchio opposto viene applicato un segnale di uguale livello, ottenuto facendo passare il segnale precedente attraverso un filtro che esegue una rotazione completa di fase entro una certa banda di frequenza. In fig. 7 sono indicati lo schema d'insieme della prova e la caratteristica di fase del filtro passa-tutto impiegato. I risultati di Huggins e di Cramer possono essere così riassunti: quando la frequenza centrale del filtro è compresa tra 200 e 1600 Hz, la differenza tra le frequenze *a* e *b* è pari a circa il 10% della frequenza centrale e il livello del segnale non è inferiore a 70 dBa, viene percepita una tonalità intorno alla frequenza centrale (che naturalmente scompare non appena si toglie il segnale all'uno o all'altro orecchio del soggetto). I risultati migliori si ottengono quando la frequenza centrale è di poco superiore a 400 Hz.

Proviamo ora a tracciare in fig. 8 l'immagine acustica binaurale corrispondente alle due connessioni possibili degli auricolari; il diagramma *a* si riferisce alla connessione normale e il diagramma *b* a quella invertita. In entrambi i casi è evidente la comparsa di una fascia orizzontale (cioè nel verso degli sfasamenti binaurali) tale da permettere il riconoscimento di una certa tonalità, purchè la fascia stessa non sia nè troppo larga nè troppo stretta (in dipendenza dei punti *a* e *b* della fig. 7) e la frequenza centrale non sia troppo alta.

Per facilitare la comprensione delle immagini acustiche del rumore in genere, a questo punto conviene prendere nuovamente in aiuto un modello di presentazione, come è stato fatto a suo tempo per i segnali tonali. Abbiamo visto allora che, usando lampade di due colori (rosso e verde) sullo stesso quadro, era possibile sovrapporre le immagini dei sistemi di percezione *H* e *F*, corrispondenti alla tonalità di sovrapposizione delle serie regolari di impulsi e alla tonalità dei toni. Dobbiamo ora supporre, per aggiungere sullo stesso quadro anche le immagini del rumore, che queste siano caratterizzate da un *terzo* colore, vale a dire il blu (in modo che tutte le combinazioni additive dei tre colori, rosso verde e blu, opportunamente scelti, siano ben definite e riconoscibili, come avviene nella televisione

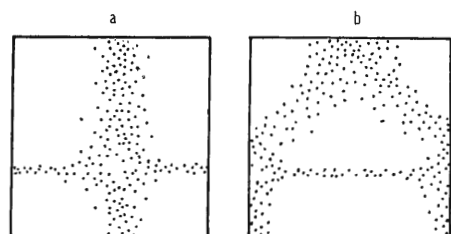



Fig. 8

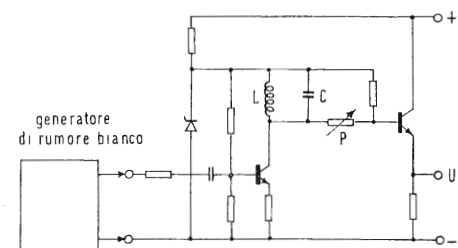



Fig. 9

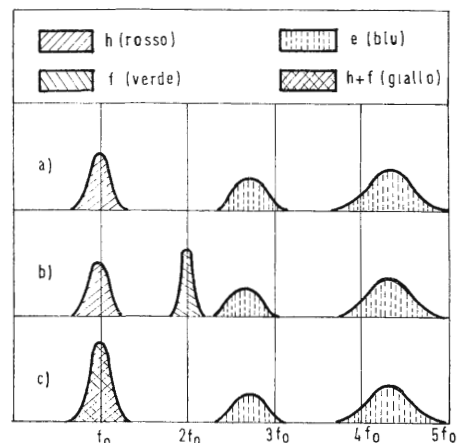



Fig. 10

a colori). Dato che al rumore non corrisponde una tonalità *h* o *f*, possiamo dire che esso dia luogo, sul quadro, alla comparsa di una *sottotonalità*, che resta tale se si tratta veramente di rumore e che si trasforma abbastanza presto nella tonalità *f* se si tratta della fase iniziale di un tono. Come abbiamo chiamato a suo tempo *g* la pseudotonalità di ripetizione che talvolta sostituisce la tonalità *h* per le serie regolari di impulsi, così chiameremo ora *e* la sottotonalità che precede la tonalità *f* dei toni (anche se, nel caso di rumori stazionari, il segnale non è mai abbastanza regolare per fare veramente comparire l'immagine della tonalità *f* sul quadro di presentazione).

Cercheremo ora di mettere meglio in evidenza la diversità che esiste tra rumore stazionario e suono. Per far questo, il modo più semplice consiste nel pensare all'immagine acustica che si ottiene quando un rumore bianco viene filtrato attraverso un filtro passa-banda. Man mano che la banda del filtro si restringe è chiaro che di altrettanto si restringerà l'immagine acustica sul quadro di presentazione, pur restando essa sempre dello stesso colore (blu). Se però la banda del filtro diventa molto stretta, tanto da lasciar passare (in teoria) soltanto la sinusoide alla frequenza centrale, è anche evidente che l'immagine acustica sul modello deve apparire di colore diverso (verde). Tra le due condizioni deve esistere infine una fase intermedia, nella quale il colore cambia continuamente e irregolarmente tra il blu e il verde.

Tale fase è stata verificata sperimentalmente dallo scrivente nel 1967, per mezzo del semplice circuito indicato in fig. 9. Il risonatore *LC*, accordato intorno a 1000 Hz, è realizzato in modo che il potenziometro *P* ne possa variare facilmente la *Q* e quindi la selettività, senza che venga variata troppo l'ampiezza del segnale durante la regolazione. Ascoltando con una comune cuffia il segnale così filtrato in uscita dal circuito, quando la selettività è abbastanza larga si sente il normale rumore stazionario (simile a un continuo scroscio di applausi). Quando la selettività si restringe al punto critico, invece, si incomincia a sentire ogni tanto un segnale sovrapposto al primo, di natura completamente diversa (che abbiamo rappresentato con un *colore* diverso delle lampade), simile al cigolio di una vecchia carriola. Restringendo ancora di più la banda, questo secondo segnale diviene sempre più frequente e fastidioso. La sua comparsa, infatti, è legata alla probabilità di avere una sequenza abbastanza lunga di impulsi regolari, sufficiente a dare la percezione tonale *f*.

Il lato più interessante di questo esperimento sta nel fatto che, tra i due segnali percepiti, quello gradevole è il rumore e quello decisamente sgradevole è il suono. Questo strano risultato dipende dalla particolare natura del *suono* prodotto: è vero che esso dà una percezione tonale, ma dobbiamo tenere anche presente (in base a quanto sappiamo sulla dissonanza dovuta alla variazione *rapida* e *irregolare* dell'intensità di un suono qualsiasi) che il suono prodotto è molto irregolare, perchè ricavato dal rumore bianco, e quindi facilmente dissonante. Un fatto abbastanza simile, del resto, è stato certamente osservato da tutti noi sui banchi di scuola, quando l'insegnante faceva talvolta vibrare il gesso sulla lavagna: anche in questo caso il normale fruscio (rumore stazionario) del gesso è molto più accettabile dell'improvvisa e stridente serie di vibrazioni (suono) che si verificano irregolarmente attorno ad una frequenza di risonanza piuttosto alta.

Molte altre volte, tuttavia, accade che il suono prodotto dalla risonanza meccanica sia più gradevole del rumore percepito in assenza della risonanza, come è facile verificare per mezzo di una moneta d'argento.

4. - SEGNALI MISTI

Oltre al rumore impulsivo, transitorio e stazionario, esistono in natura vari segnali che risultano normalmente composti di suono e di rumore, la cui immagine acustica, cioè, comprende sia una parte tonale che una parte sottotonale. Gli esempi più banali sono dati da quelle sorgenti di suono che, per il loro modo di funzionamento, producono anche un certo rumore assieme al suono (archetto del violino, martelletto sulle note alte del pianoforte). Possiamo trascurare questi casi, per esaminare invece quelli in cui il rumore ha una parte essenziale nell'immagine acustica risultante.

Consideriamo una generica serie *regolare* di impulsi, la cui frequenza di ripetizione è tale da dare una percezione tonale di tipo *H* (lampade rosse sul modello di presentazione acustica). Se ciascun impulso è più corto di quanto occorre per la percezione della tonalità *f*, avremo sul quadro di presentazione solo l'immagine della sottotonalità *e* alle frequenze equivalenti dell'impulso (di luce blu). L'immagine totale risulterà quindi composta generalmente da *una* zona rossa e da *alcune* zone blu opportunamente distribuite a destra della prima, come indicato in fig. 10*a*. Supponiamo ora che alla sorgente venga aggiunto un risonatore (meccanico, acustico o elettrico) sufficiente a garantire la percezione della tonalità *f* in corrispondenza di una delle frequenze armoniche della serie di partenza. Nell'immagine acustica totale apparirà allora una luce verde in corrispondenza di tale tonalità (fig. 10*b*). Se la risonanza avviene alla frequenza di ripetizione della serie, tale luce verde andrà a sovrapporsi a quella rossa già esistente (fig. 10*c*). In tutti questi casi il suono viene quindi riconosciuto in base alla combinazione di più immagini tonali e sottotonali. A questo primo gruppo appartengono una buona parte dei suoni musicali e il segnale vocale.

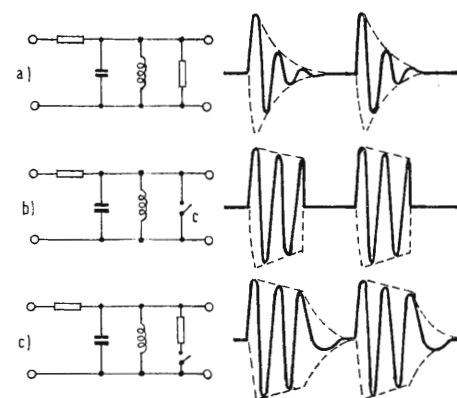



Fig. 11

Un secondo gruppo di segnali misti è quello in cui un rumore stazionario è abitualmente accompagnato da una percezione tonale, per effetto di risonanze meccaniche o per altre cause.

Un esempio importante si trova nei moderni motori aeronautici. In questo caso è opportuno tener presente che l'intensità totale dello stimolo acustico percepito dipende in modo diverso dal suono e dal rumore presenti contemporaneamente nello stesso stimolo. Le due parti andrebbero perciò misurate con due strumenti distinti, uno per valutare la *sonorità* del suono e l'altro per valutare la *rumorosità* del rumore. L'intensità totale può essere poi ottenuta dalla somma delle due letture. Per capire questa strana procedura basta pensare che, ascoltando un rumore stazionario, noi valutiamo l'intensità della sola sottotonalità. Non appena la regolarità degli impulsi diviene sufficiente alla percezione della tonalità *f*, percepiamo *anche* questa. Uno strumento fatto per valutare il rumore, invece, non è assolutamente in grado di accorgersi della migliorata regolarità degli impulsi e quindi continua a indicare il livello precedente (come se lo stimolo fosse rimasto sempre rumore).

Questo fatto diviene ancora più chiaro per mezzo del nostro modello luminoso.

Nel caso di solo rumore abbiamo un certo numero medio di lampade blu accese, corrispondenti a una determinata intensità media. Non appena gli impulsi, pur senza aumentare la potenza media dello stimolo, si regolarizzano in modo da permettere la percezione tonale, si accenderanno un certo numero di lampade verdi in più e l'intensità globale dell'immagine aumenterà rispetto alla percezione del solo rumore.

5. - SEGNALI VOCALI

La voce umana rappresenta senza dubbio il più importante caso di segnale misto. Tra i segnali prodotti dall'organo vocale, i segnali *vocali* propriamente detti (serie quasi regolari d'impulsi contenenti la sola tonalità *h*) si distinguono da quelli *musicali* (serie di impulsi contenenti spesso la tonalità *f*) e da quelli *fonici* in genere (comprendenti anche i segnali composti di solo rumore presenti nella conversazione), per il ruolo particolare che in essi viene svolto dal rumore.

La natura del segnale vocale risulterà più chiara se impostiamo il problema chiedendoci a quali condizioni deve rispondere un segnale generico per dare, come occorre nel caso della voce, il più grande numero di informazioni nel più breve tempo possibile. A questo scopo è utile tener presente l'immagine acustica che di volta in volta va a formarsi sul quadro di presentazione. Dato che la sottotonalità del rumore può dare addensamenti nel quadro abbastanza riconoscibili e in un tempo molto più breve della tonalità *f*, è subito evidente la convenienza di rinunciare alla percezione di questa tonalità. Soltanto evitando *in ogni caso* la comparsa della tonalità *f*, tuttavia, è possibile mantenere la completa libertà di scelta riguardo alla posizione degli addensamenti sottotonali e alle durate di presentazione dei singoli addensamenti. In caso diverso, se cioè comparisse anche la tonalità *f*, non soltanto la variazione di posizione risulterebbe necessariamente più lenta, ma sarebbe anche impossibile avvicinare a piacere due addensamenti tonali, a causa della inevitabile dissonanza.

Una volta stabilito che il segnale vocale non deve contenere la tonalità *f*, resta da esaminare la sua costituzione. Per avere gli addensamenti sottotonali il più possibile nitidi è opportuno che il segnale sia costituito da una serie di impulsi tutti uguali, ripetuti a breve intervallo uno dall'altro. Vi sono tre soluzioni possibili per ottenere questo risultato; la prima consiste in una serie irregolare d'impulsi (cioè con intervalli disordinati), la quale comporta però il più basso numero medio d'impulsi ricevuti a parità di tempo; la seconda è una serie regolare, con la quale si corre il rischio di far comparire la tonalità *f*, se non si tengono abbastanza lunghi tutti gli intervalli tra gli impulsi; la terza è una serie quasi regolare, con la quale è possibile ridurre l'intervallo tra gli impulsi ed ottenere quindi un numero medio d'impulsi più alto rispetto alle soluzioni precedenti.

Anche una serie quasi regolare d'impulsi, comunque, assicura in generale la comparsa di una tonalità *h*, alla frequenza di migliore sovrapposizione (frequenza fondamentale media), sufficiente per dare un'informazione supplementare (utilizzabile per le inflessioni della voce, come ad esempio nelle interrogazioni).

Il modo più semplice per ottenere una serie del genere è quello di applicare una serie quasi regolare di impulsi unipolari stretti ad un filtro con banda passante abbastanza larga, vale a dire molto smorzato. In fig. 11*a* è indicata la forma d'onda ottenibile in questo caso, supponendo per semplicità che il filtro abbia una sola frequenza di risonanza. Dato che lo smorzamento deve essere molto rapido, per evitare la comparsa della tonalità *f* alla frequenza equivalente dell'impulso, è chiaro che

risulta breve anche la durata effettiva dell'impulso nei riguardi della percezione sottotonale.

Una soluzione migliore è quindi quella di usare un filtro meno smorzato, aggiungendo però un dispositivo adatto ad interrompere il segnale in uscita dal filtro, tra un impulso e l'altro, in modo da evitare sempre la tonalità *f*. In fig. 11*b* è indicato lo schema di principio utilizzabile e la relativa forma d'onda; il contatto *c* deve essere chiuso in sincronismo con gli impulsi entranti nel circuito, per un tempo sufficiente ad annullare l'energia del risonatore prima dell'arrivo dell'impulso successivo. Così facendo, tuttavia, viene anche generato un notevole rumore transitorio nel momento di chiusura del contatto, la cui ampiezza e la cui frequenza equivalente, dipendendo dalla fase dell'oscillazione in corso, variano incoerentemente con il segnale.

Una soluzione che evita questo inconveniente è quella di spostare ogni volta le frequenze d'accordo del filtro, mediante una resistenza inclusa in parallelo ad esso, come indicato in fig. 11*c*. Tale resistenza abbassa contemporaneamente la *Q* dei risonatori e aumenta quindi lo smorzamento dell'oscillazione in corso. Per evitare la comparsa della tonalità *f* basta che le frequenze equivalenti dell'impulso a contatto chiuso siano abbastanza diverse dalle frequenze equivalenti a contatto aperto, in modo da cambiare le uscite neurali interessate in una condizione rispetto a quelle interessate nell'altra.

Passando ora all'effettivo meccanismo di produzione della voce umana, è facile rendersi conto che il filtro formatore degli impulsi singoli è costituito dalla cavità orale (fosse nasali comprese), le cui frequenze di risonanza sono definite dalla forma e dai volumi interessati in ogni momento, in base al movimento delle labbra, della lingua e del velo palatino. Questa cavità, per suo conto, ha già uno smorzamento sufficiente ad evitare la comparsa della tonalità *f* come conseguenza dell'applicazione di un unico impulso di eccitazione. Nel caso della eccitazione ripetuta, tuttavia, per evitare la eventuale saldatura tra gli impulsi consecutivi, le frequenze di risonanza vengono spostate entro ciascun impulso per mezzo delle stesse corde vocali; quando queste si aprono, infatti, alla cavità orale viene aggiunta la cavità tracheale, con la conseguenza di abbassare contemporaneamente tutte le frequenze di risonanza e la Q del sistema.

Il meccanismo per la generazione del segnale vocale può essere quindi così riassunto. Una serie d'impulsi, prodotta dalla *chiusura* quasi periodica della corrente d'aria passante attraverso le corde vocali, viene applicata ad un risonatore acustico costituito dalla cavità orale. In seguito ad ogni chiusura, nella cavità viene formato un impulso alternativo le cui frequenze equivalenti sono controllate dalle dimensioni della cavità stessa e la cui durata, dipendente dal tempo in cui le corde restano chiuse, è abbastanza *breve* per evitare la comparsa della tonalità *f* e abbastanza *lunga* per assicurare una buona percezione della sottotonalità *e* alle frequenze equivalenti dell'impulso. Durante i tempi in cui le corde restano aperte, viene generata una seconda serie d'impulsi, di frequenze equivalenti diverse e di livello molto minore della serie principale, che non tanto è utile per sè, quanto per il fatto di assicurare gli intervalli tra gli impulsi della serie principale. La percezione della tonalità *f* viene quindi evitata con tre accorgimenti distinti: rapido smorzamento dell'impulso in corso, cambiamento delle sue frequenze equivalenti, periodo di ripetizione degli impulsi non perfettamente regolare.

Da quanto precede è abbastanza chiaro che l'effettivo contenuto informativo del segnale vocale è rappresentato dalla sottotonalità *e*, vale a dire dal rumore.

La tonalità *h* che normalmente appare sul quadro di presentazione, con una immagine nitida quanto è possibile in base alla quasi regolarità della serie di impulsi, ha un'importanza secondaria.

Nel segnale fonico completo, invece, essa serve soprattutto per caratterizzare le consonanti sonore rispetto alle corrispondenti consonanti sorde, oltre che per fornire, naturalmente, l'inflessione tonale alle varie frasi della conversazione. Quando la frequenza media di ripetizione degli impulsi scende sotto al limite inferiore del sistema di percezione *H*, questa tonalità viene gradualmente sostituita dalla pseudotonalità *g*, mentre l'immagine sottotonale diviene sempre più povera e quindi meno riconoscibile, finchè la voce si trasforma in rantolo. Quando invece la frequenza di ripetizione degli impulsi è troppo alta, la tonalità *h* viene sostituita dalla tonalità *f*, mentre la sottotonalità *e* si impoverisce (senza tuttavia mai trasformarsi in tonalità *f*) a causa della diminuita lunghezza di ciascun impulso.

Quando infine la ripetizione degli impulsi diventa disordinata, perchè l'eccitazione della cavità orale viene eseguita con il rumore stazionario dell'aria che passa attraverso le corde vocali ravvicinate, anzichè aperte e chiuse alternativamente, spariscono tutte le tonalità di ripetizione e il segnale resta costituito esclusivamente di rumore.

Il risultato migliore, nei riguardi dell'informazione vocale, viene quindi ottenuto quando la frequenza di ripetizione degli impulsi si mantiene entro certi limiti, corrispondenti più o meno all'estremo inferiore di percezione della tonalità *h*; in caso diverso l'intelligibilità delle parole si riduce in misura notevole, come avviene appunto nel rantolo, nel bisbiglio e nel canto.

A.

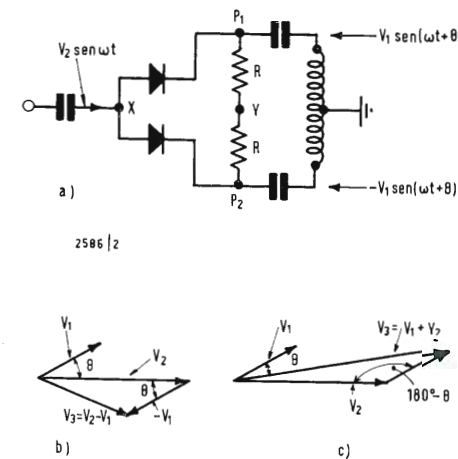



Fig. 1 - Circuito fondamentale del rivelatore di fase: *a*) circuito; *b*) diagramma vettoriale relativa al diodo D_1; *c*) diagramma vettoriale relativo al diodo D_2.

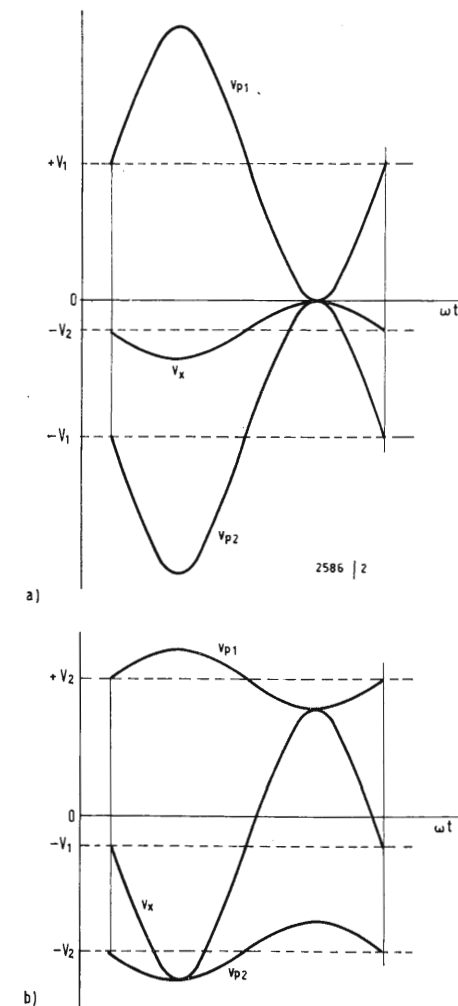



Fig. 2 - Segnali pilota del rivelatore di fase: *a*) per segnale bilanciato forte; *b*) per segnale bilanciato debole.

Sig. B. Pistorio - Como

D. Nei circuiti generatori della portante di riferimento nei ricevitori di TVC si usa spesso un rivelatore di fase a 2 diodi. Desidero una spiegazione del suo funzionamento.

R. In fig. 1*a*) è rappresentato un circuito tipico di rivelatore di fase usato negli oscillatori di riferimento.

Un segnale da confrontarsi in fase viene applicato in circuito bilanciato a 2 diodi mentre al nodo anodo-catodo dei due diodi viene applicato l'altro segnale, che serve per il confronto.

L'uscita si prende in due possibili punti: o al punto X (attraverso un'opportuna resistenza per evitare di caricare capacitivamente il circuito precedente), ponendo a terra il punto Y; ovvero al punto Y, ponendo a terra attraverso un'opportuna resistenza il punto X.

Sensibilità del rivelatore di fase

Se V_1 è il valore di cresta di metà del segnale pilota totale bilanciato, e V_2 è il valore di cresta del 2° segnale, il valore di cresta del segnale attraverso il diodo D_1 è dato dal modulo del vettore differenza fra V_2 e V_1; detta V_3 questa differenza, il suo valore si rileva dal diagramma vettoriale di fig. 1*b*) ed è:

$$V_3^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2V_1V_2\cos\theta = V_1^2\left[1+\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2\right]\cdot\left[1-\frac{2V_2/V_1}{1+(V_2/V_1)^2}\cos\theta\right] \quad (1)$$

È possibile assumere $V_1 \gg V_2$, perciò $(V_2/V_1)^2$ diviene trascurabile rispetto all'unità. In questo caso, la (1) si semplifica così:

$$V_3 \cong V_1\left[1+\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2\right]^{1/2}\cdot\left[1-\frac{V_2/V_1}{1+(V_2/V_1)^2}\cos\theta\right] =$$

$$= V_1\left[1+\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2\right]^{1/2} - \left[\frac{V_2\cos\theta}{\{1+(V_2/V_1)^2\}^{1/2}}\right] \quad (2)$$

Poichè V_3 è il valore di punta della tensione ai capi del diodo D_1, il punto P_1 assume il potenziale continuo positivo V_3 rispetto al punto X, essendo V_3 dato dalla (2). Analogamente, il punto P_2 assume un potenziale V_4 continuo negativo rispetto a X, uguale al vettore somma dei valori di punta di V_1 e V_2 [v. fig. 1*c*)]. Precisamente:

$$V_4^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2V_1V_2\cos(180° - \theta) = V_1^2 + V_2^2 + 2V_1V_2\cos\theta,$$

ossia

$$V_4 \cong V_1\left[1+\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2\right]^{1/2} + \frac{V_2\cos\theta}{[1+(V_2/V_1)^2]^{1/2}}, \quad (3)$$

dove V_4 è una tensione negativa rispetto a X.

La tensione continua totale ai capi delle resistenze R vale $V_3 + V_4$ e in dette resistenze scorre la corrente continua $(V_3 + V_4)/2R$.

In conseguenza, la caduta di tensione attraverso la resistenza R relativa a D_1, vale

$$\frac{V_3 + V_4}{2R} R = \frac{V_3 + V_4}{2}; \quad (4)$$

allora il punto Y assume rispetto a X la tensione:

$$V_3 - \left(\frac{V_3 + V_4}{2}\right) = \frac{V_3 - V_4}{2} \cong -\frac{V_2\cos\theta}{[1+(V_2/V_1)^2]^{1/2}}, \quad (5)$$

cioè, il punto Y è negativo rispetto a X di circa $V_2\cos\theta$. Se X va a terra attraverso una resistenza, l'uscita al punto Y vale $-V_2\cos\theta$. Se invece Y è messo a terra, l'uscita prelevata al punto X attraverso una resistenza vale $+V_2\cos\theta$.

Si noti che l'uscita è proporzionale al coseno dell'angolo di fase fra i segnali da confrontare e all'ampiezza del segnale più piccolo, che è numericamente uguale alla sensibilità del rivelatore di fase.

Nell'esempio sopra riportato, se si ponesse $V_1 < V_2$, per cui $V_1/V_2 < 1$, l'uscita sarebbe $V_1\cos\theta$. Si conclude affermando che nei generatori di riferimento è conveniente fare il segnale burst, applicato al rivelatore, più grande del segnale dell'oscillatore. La sensibilità del rivelatore di fase in uscita è quindi proporzionale al segnale pilota dell'oscillatore, che generalmente è « più puro » del segnale burst incidente.

Effetto della natura intermittente del burst

C'è un'altra ragione di assumere il segnale burst maggiore del segnale di ri-

ferimento dell'oscillatore. In quanto precede, si è supposto che i segnali di riferimento e del burst siano entrambi onde continue sinoidali. Ma il burst è in realtà un breve campione di onda sinoidale, il che modifica alquanto le caratteristiche del rivelatore di fase.
La fig. 2*a*) rappresenta un forte segnale bilanciato e un piccolo segnale singolo. L'onda v_{p1} è il segnale al punto P_1 di fig. 1*a*), v_{p2} è il segnale al punto P_2 e v_x è il segnale al punto X, posto che Y sia messo a terra e θ sia uguale a 180°. Se il segnale più intenso è il burst, dopo l'arrivo del burst, la polarizzazione dei due diodi vale $+V_1$ e $-V_1$ volt continui. Queste tensioni di polarizzazione sono sufficientemente grandi per impedire la conduzione dei diodi negli intervalli di tempo fra i burst, cioè, il rivelatore di fase lavora come un rivelatore di cresta.
Se invece, il segnale piccolo singolo è il burst, la tensione continua sviluppata durante il burst si scarica in seguito alla conduzione del diodo interessato per l'incidenza delle creste del segnale di riferimento, dopo che il burst è passato.
Una condizione analoga si presenta se il segnale singolo è maggiore del segnale in controfase, come indica la fig. 2*b*). Con un semplice ragionamento, si trova che se il segnale di punta del burst è maggiore del doppio del segnale di punta di riferimento, il rivelatore tende a lavorare come un rivelatore di cresta, anche in questo caso. Pertanto si ottiene un maggior rendimento facendo il segnale di punta del burst superiore al doppio del segnale di riferimento, il quale agisce da pilota in controfase.

Giustificazione delle approssimazioni

Qualcuno potrebbe obiettare circa le approssimazioni fatte avendo posto $V_1 \gg V_2$ (o viceversa). In pratica, l'espressione « molto maggiore di » può significare, in questo caso, « due a uno » o più. Infatti, ponendo $V_2/V_1 = x$, l'uscita approssimata del rivelatore vale $-xV_1 \cos\theta$, mentre l'uscita esatta è

$$\frac{V_3 - V_4}{2} = \frac{V_1(1 + x^2 - 2x\cos\theta)^{1/2} - V_1(1 + x^2 + 2x\cos\theta)^{1/2}}{2} \qquad (6)$$

Il rapporto fra l'uscita approssimata e l'uscita esatta è massimo quando $\theta = 90°$ o $270°$ e, in tal caso, vale $\sqrt{1 + x^2}$.
Se $V_1 = 2V_2$; $x = 0{,}5$ e tale rapporto vale $\sqrt{1{,}25} = 1{,}12$. Allora per il rapporto di ampiezza 2 a 1, l'uscita approssimata è errata in eccesso solo del 12% anche nelle condizioni più sfavorevoli.
È interessante notare che mentre θ tende a 90° o a 270°, si ha il massimo valore del rapporto sopramenzionato, le uscite esatta e approssimata sono in realtà entrambe eguali a zero quando θ è esattamente 90° o 270°. Perciò, $\theta = 90°$ o 270° dà luogo al valore limite del rapporto massimo.

Il sistema "Data Memory" è stato scelto per le riprese televisive della luna

Le immagini televisive che gli astronauti dell'Apollo 11 hanno ripreso sulla superficie della luna devono la loro qualità vitale ad un sistema originato e fabbricato dalla « Data Memory Inc. ». I registratori a disco video della ditta « Data Memory » sono in possesso della NASA, che coordina le stazioni intorno al mondo per costituire i segnali di TV lenta provenienti dalla luna per la radiodiffusione nel mondo. Jerome J. Dover, vice presidente della « Data Memory » ha spiegato come funziona il sistema.
Rispetto alle immagini TV normali, le trasmissioni dell'Apollo forniscono solo un terzo del numero standard di quadri televisivi elettronici, ciò equivale ad avere un film in cui due quadri bianchi si succedono a ciascun quadro con l'immagine. Per riempire i « vuoti » ed evitare la caratteristica di sfarfallio dei vecchi film, l'apparato della « Data Memory » è stato appositamente adattato a registrare ogni quadro attivo contenente un'immagine e a ripeterlo tre volte prima di presentare il successivo quadro attivo. In questo modo, le trasmissioni dell'Apollo sono apparse come una trasmissione di TV uniforme e continua sugli schermi dei telespettatori.
I segnali televisivi devono essere registrati su disco magnetico, prima che un'immagine sia disponibile per la trasmissione. Tuttavia la riproduzione è quasi istantanea.
Durante le comuni trasmissioni TV sportive, l'apparato a disco magnetico della « Data Memory » fornisce le immagini al rallentatore o la riproduzione fissa di eventi chiave con un metodo simile alle registrazioni dell'Apollo. Quando l'evento è stato registrato in tempo reale, si preme un tasto sul registratore per ottenere una riproduzione in cui ciascun quadro immagine viene ripetuto un numero predeterminato di volte prima di presentare il successivo quadro immagine. Per l'« effetto di fermo » lo stesso quadro immagine viene ripetuto continuamente e il moto lento è variabile sempre in senso avanti o indietro.
Il registratore a disco video ha cominciato a servire l'industria televisiva nel 1966.

Componenti per impianti centralizzati di TV

Amplificatori a modulo per MM 3

Dimensioni: mm 80×32×35
Possono essere resi «passanti» o «di linea» dissaldando da massa l'impedenza collegata al morsetto «entrata» e collegandola al + 12 V.
Gli amplificatori vengono forniti già tarati. È indispensabile precisare sempre i canali richiesti.

MT 2
Atto ad essere montato nel contenitore miscelatore MM 3.

2 transistori	Modulo VHF	Modulo UHF
Guadagno	32 dB (40 volte)	26 dB (20 volte)
Fattore di rumore	3÷5 Kto	4÷6 Kto
Segnale massimo di entrata	<4 mV	<7 mV
Tensione massima uscita	140 mV	140 mV
Impedenza entrata uscita	75 Ω	75 Ω
Banda passante	8 MHz	8 MHz
Monocanale: bande	I-II-III	IV-V

Miscelatori

In custodia ermetica e staffa palo per esterno.

MI 1
Miscela VHF I con VHF III
Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

MI 2
Come MI 1 - solo 75 Ω

MI 3
Miscela VHF con UHF
Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

MI 4
Come MI 3 - solo 75 Ω

MI 5
Miscela due canali qualsiasi UHF anche adiacenti
Entrata-uscita 75 Ω
Attenuazione 3,5 dB

MI 6
Miscela due canali qualsiasi VHF anche adiacenti
Entrata-uscita 75 Ω
Attenuazione 3,5 dB

Miscelatori per amplificatori

Realizzati in contenitori di nylon ermetici, possono essere montati all'esterno vicino agli amplificatori o ai dipoli convogliando i segnali in un unico cavo.

MA 1
Per UHF - VHF
Entrata 75-300 Ω; uscita 75 Ω

MA 2
Per VHF I o II - VHF III
Entrata 75-300 Ω; uscita 75 Ω

MA 3
Come MA 1 - solo 75 Ω

MA 4
Come MA 2 - solo 75 Ω

MA 5
Per 2 canali qualsiasi UHF anche adiacenti
Entrata-uscita 75 Ω
Attenuazione 3,5 dB

MA 6
Per 2 canali qualsiasi VHF anche adiacenti
Entrata-uscita 75 Ω
Attenuazione 3,5 dB
A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.

Demiscelatori

DM 1

Demiscelatore volante UHF - VHF
Entrata 75 Ω; uscita 300 Ω

DM 2

Demiscelatore volante UHF - VHF
Entrata-uscita 75 Ω

Trasformatori di impedenza

TI UHF

Trasformatore di impedenza UHF volante
Entrata 75 Ω; uscita 300 Ω

TI VHF

Trasformatore di impedenza VHF volante
Entrata 75 Ω; uscita 300 Ω

Alimentatori per amplificatori

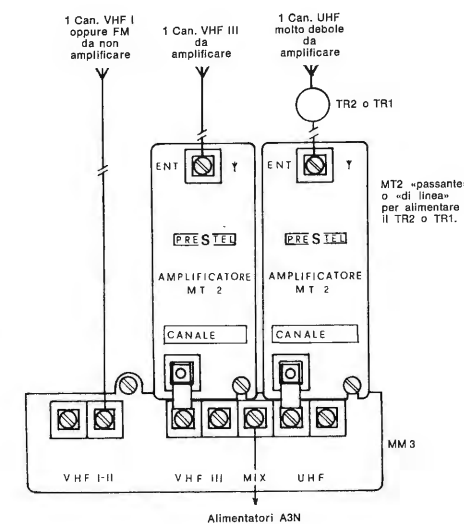
A funzionamento continuo con qualsiasi stabilizzatore o direttamente sulla rete 220 V c.a.
Realizzati in custodia di polistirolo antiurto possono facilmente essere agganciati dietro il televisore.

A3N

Alimentatore normale adatto per tutti gli amplificatori sino ad un numero massimo di 3. Commutando internamente, serve per 1, per 2, oppure per 3 amplificatori singoli o a modulo.
Qualora gli amplificatori da alimentare fossero 4, oppure 5, oppure 6, si possono collegare due A3N in parallelo.
Per quattro amplificatori collegare i morsetti n. 2 tra loro; per 5 oppure 6 amplificatori collegare tra loro i morsetti n. 3. Collegare anche e sempre tra loro le masse. I due cavi coassiali «d'entrata» o «d'uscita» devono essere inseriti sul medesimo alimentatore.
Impedenza entrata-uscita 75 Ω.

AT 1

Alimentatore adatto per 1 solo amplificatore. Entrata 75 Ω; uscita 300 Ω.

Esempio di installazione

Possibilità d'installazione dei Miscelatori MM 3 - degli Amplificatori a modulo MT 2 con aggiunta di normali TR 2 oppure TR 1.
L'esempio prevede tre soluzioni diverse per ogni banda che possono essere invertite o ripetute a piacere secondo le necessità. Possono anche essere usate soltanto due delle tre bande. In tal caso, sul relativo morsetto «Entrate 75 Ω da non amplificare» dell'eventuale banda non utilizzata, deve essere inserita l'apposita resistenza fissandola con il fermacavi.
Le stesse possibilità esistono anche per i miscelatori MM 5 e MM 6.
Lo stesso cavo di discesa 75 Ω che porta i tre segnali miscelati serve ad alimentare i transistori.

TELEVISORE

ADMIRAL

Mod. I5 E 1

Schema elettrico del ricevitore di TV ADMIRAL mod. 15E1

LEADER TEST INSTRUMENTS

Mod. LAG-55

GENERATORE A BASSA FREQUENZA A SEGNALI SINUSOIDALI E QUADRI

CARATTERISTICHE

GAMMA DI FREQUENZE	Da 20 a 200.000 Hz, in quattro gamme con rapporto 10 : 1
PRECISIONE DI FREQUENZA	Entro il 2% o entro 2 Hz
USCITA ONDE SINUSOIDALI	Da 20 a 200.000 Hz, con livello costante entro 0,5 dB al di sotto di 100 kHz; uscita 5 V eff. al di sotto di 100 kHz
SEGNALI AD ONDA QUADRA	Da 20 a 200.000 Hz: uscita 10 V p-p
USCITA AD ONDE COMPLESSE	Al di sopra di 5.000 Hz, combinati con la frequenza di rete. Rapporto di ampiezza 4 : 1 (basso verso alto): uscita 10 V p-p
VALVOLE USATE	1-6AV6 2-6AR5 1-12AT7 1-6X4
ALIMENTAZIONE	C.A. 220 V 50 Hz dissipazione circa 28 VA
DIMENSIONI E PESO	cm 32 x 21,5 x 17; 5,5 kg

Mod. LAG-66

GENERATORE A BASSA FREQUENZA

CARATTERISTICHE

GENERATORE	
Gamma di frequenze	Da 11 a 110.000 Hz in 4 gamme
Tensione di uscita	Su 600 ohm: da 0 ad 1 V in 7 portate Su 10 kohm: da 0 a 10 V in due portate
Distorsione	Inferiore a 0,3% fino a 20.000 Hz
MISURATORE DI FREQUENZA	
GAMMA	Da 10 a 110.000 Hz, in 4 portate
Tensione di ingresso	Da 3 a 300 V eff.
Forma d'onda di ingresso	Sinusoidale o quadra
Precisione	± 1,5% fondo scala: da 10 a 11.000 Hz ± 3,5% fondo scala: da 10 a 110 kHz
VALVOLE USATE	2-6AU6 1-6CL6 1-AQ5 1-6AL5 1-6X4 - 1-0A2
ALIMENTAZIONE	C.A. 220 V 50 Hz dissipazione circa 70 VA
DIMENSIONI E PESO	cm 36 x 26,5 x 19; 8,5 kg

Mod. LBO-31B

OSCILLOSCOPIO PORTATILE DA 3"

CARATTERISTICHE

CANALE VERTICALE	
SENSIBILITA' DI DEFLESSIONE	70 mV p/p-cm o migliore
RESPONSO ALLA FREQUENZA	—3 dB dalla CC ad 1,5 MHz
IMPEDENZA DI INGRESSO	1 Mohm, in parall. a 25 pF
CONTROLLO DI INGRESSO	in 3 scatti da 20 dB, e con attenuatore continuo
TENSIONE DI TARATURA	0,4 V p/p ± 10% alla freq. di rete
CANALE ORIZZONTALE	
SENSIBILITA' DI DEFLESSIONE	500 mV p/p-cm o migliore
RESPONSO ALLA FREQUENZA	—3 dB dalla CC a 400 kHz
IMPEDENZA DI INGRESSO	1 Mohm, in parall. a 30 pF
CONTROLLO DI INGRESSO	In due scatti da 20 dB, e con attenuatore continuo
FREQUENZA DI SCANSIONE	Da 10 Hz a 10 kHz, in 6 gamme
SINCRONISMO	INT. (— +), EST. e RETE
FASE	Regolabile da 0° a 140°
CIRCUITI AUSILIARI	Intensità di modulazione: illuminaz. reticolo a due scatti
VALVOLE USATE	Tubo catodico: 3KP1 (a schermo piatto). 4-6BQ7, 2-12AT7, 1-6X4, 1-1X2B.
ALIMENTAZIONE	C.A. 220 V 50 Hz dissipazione circa 60 VA
DIMENSIONI E PESO	cm 15 x 22,5 x 30

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

LARIR International s.p.a.

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30